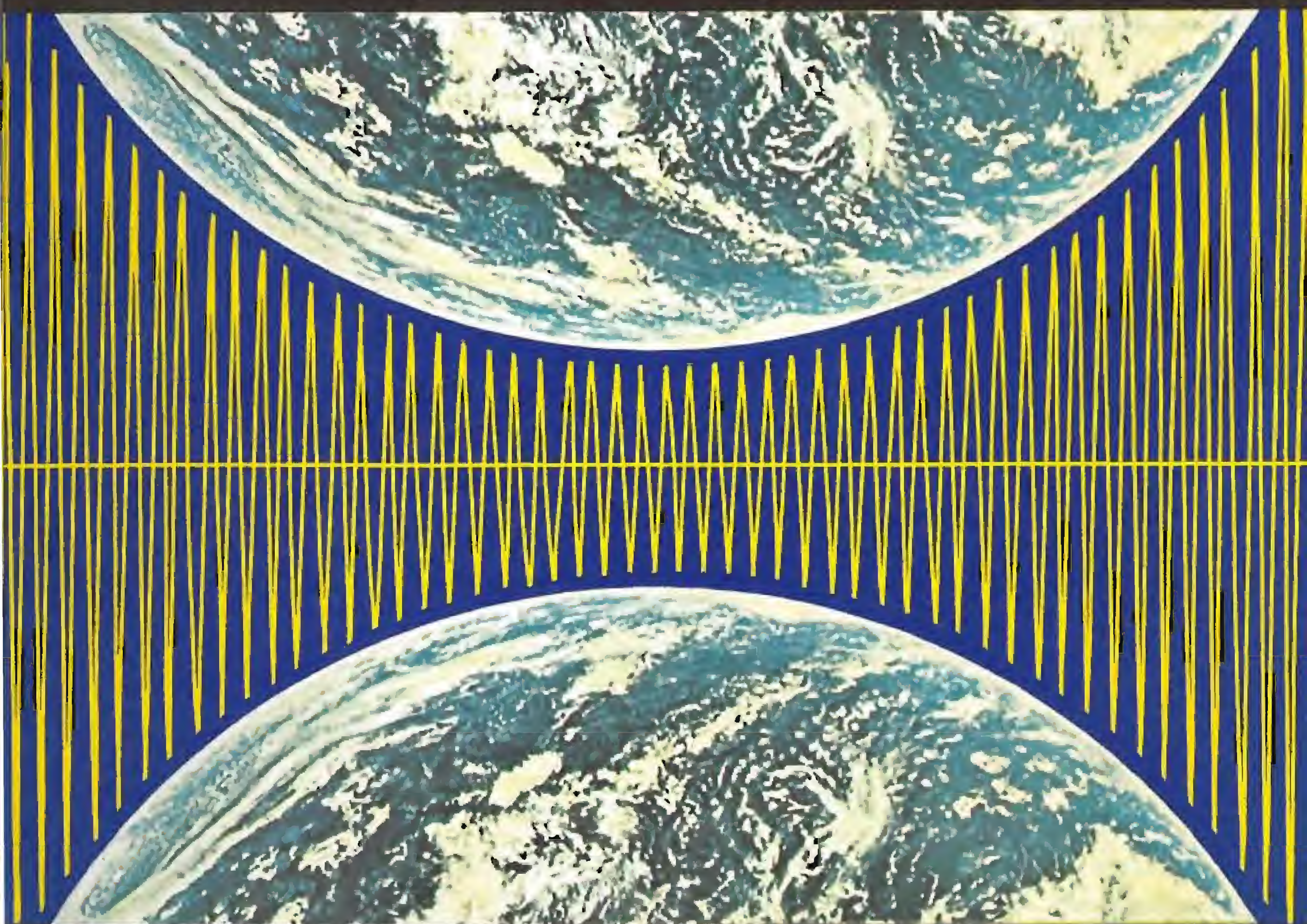
D. E. RAVALICO

I'APPARECCHIO RADIO RICEVENTE E TRASMITTENTE

QUINTA EDIZIONE INTERAMENTE RIFATTA ED AGGIORNATA A CURA DI GIORGIO TERENZI



HOEPLI

Dello stesso autore

Il Radiolibro – Radiotecnica pratica. 20ª edizione ampliata ed aggiornata. In-8 . . . . . . (in corso di stampa)

Primo avviamento alla conoscenza della radio. – Come è fatto, come funziona, come si adopera l'apparecchio radio, come si possono costruire apparecchi radio a transistor, a valvole, a circuiti integrati. 20ª edizione ampiamente riveduta e aggiornata a cura di *G. Terenzi*. In-16, di pagine XII-396, con 241 figure e 50 schemi di apparecchi radio di facile costruzione. Copertina a colori plastificata . . . . L. **5000**

Radio elementi – Corso preparatorio per radiotecnici e riparatori. Elementi generali di elettricità - Elementi generali di radiotecnica - Parti componenti l'apparecchio radio ricevente - Teoria e pratica delle valvole radio e dei transistor - Schemi e dati costruttivi di apparecchi radio a cristallo e di piccoli apparecchi a valvole per dilettanti - Apparecchi a transistor a FET, a circuiti integrati - Alimentatori e altoparlanti - Schemi e dati pratici per la costruzione di apparecchi radiotrasmittenti ad uso dei dilettanti - Ricevitori AM/FM e FM stereo - Norme per la taratura delle supereterodine. 10ª edizione riveduta ed aggiornata a cura di *G. Terenzi*. In-16, di pagine XXXII-396, con 257 figure e 12 tavole fuori testo. Copertina con plastificazione telata . . . . L. **5000**

L'apparecchio radio a transistor a circuiti integrati, FM stereofonico – Principi basilari - Circuiti a transistor - Circuiti integrati - La ricezione e la sintonia - La sezione radio e la sezione audio - La modulazione di frequenza - Apparecchi a circuiti integrati - Apparecchi a sintonia elettronica - Apparecchi FM stereofonici. 2ª edizione riveduta ed aggiornata. In-8, di pagine XX-312, con 246 figure nel testo e 6 tavole fuori testo. Copertina a colori plastificata . . . . L. **4000**

Servizio radiotecnico:

Volume I: « Strumenti per radiotecnici ». Strumenti per la messa a punto e la riparazione degli apparecchi radio. 15ª edizione aggiornata. In-16, di pagine XVI-360, con 208 figure nel testo e 2 tavole fuori testo. Copertina a colori con plastificazione telata . . . . L. **3500**

Volume II: « Radio riparazioni ». Ricerca ed eliminazione dei guasti e difetti negli apparecchi radio. 16ª edizione ampliata. In-16 . . . . (in corso di stampa)

L'audiolibro – Amplificatori - Altoparlanti - Microfoni - Dischi fonografici - Registratori magnetici. 7ª edizione aggiornata. In-8, di pagine XXIV-348, con 289 figure di cui 30 schemi di amplificatori. Copertina a colori plastificata . . . . L. **5000**

Il videolibro. Televisione pratica in bianco-nero ed a colori. 8ª edizione ampliata ed aggiornata. In-8, di pagine XXIV-680, con 583 figure, 32 tavole fuori testo con schemi di televisori in bianco-nero ed a colori, 11 tavole fuori testo a colori. Copertina a colori plastificata L. **10000**

Strumenti per videotecnici – L'oscilloscopio e gli altri strumenti per il servizio videotecnico. 4ª edizione aggiornata. In-8, di pagine XII-320, con 232 figure e 2 tavole fuori testo. Copertina a colori plastificata . . L. **4500**

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

L'APPARECCHIO RADIO

RICEVENTE E TRASMITTENTE

D. E. RAVALICO

L'APPARECCHIO RADIO

RICEVENTE E TRASMITTENTE

ASPETTI FONDAMENTALI – PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'APPARECCHIO RICEVENTE – LA MODULAZIONE DI FREQUENZA – RICEVITORI AUTOCOSTRUITI PER ONDE CORTE – RICEVITORI PROFESSIONALI PER ONDE CORTE – ANTENNE – TRASMETTITORI PER DILETTANTI – TRASMETTITORI PROFESSIONALI – RADIOTELEFONI

QUINTA EDIZIONE INTERAMENTE RIFATTA ED AGGIORNATA A CURA DI GIORGIO TERENZI

Con 222 fig. nel testo
e 7 tavole fuori testo

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

STAMPA: INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - IGIS
20138 MILANO - VIA SALOMONE 61 / PRINTED IN ITALY

AVVERTENZA

La presente edizione è stata aggiornata seguendo la evoluzione della radiotecnica che ormai ha portato a estendere l'impiego dei semiconduttori in tutti o quasi tutti i tipi di apparati.

Non sono qui trattati gli apparecchi radio commerciali per onde medie e quelli AM/FM, gli apparecchi ad alta fedeltà, gli apparecchi autoradio, in quanto essi trovano ampia trattazione nel testo « L'APPARECCHIO RADIO A TRANSISTOR, A CIRCUITI INTEGRATI, FM STEREOFONICO », dello stesso autore.

L'argomento fondamentale di questo testo resta perciò la ricezione e trasmissione ad onde corte. Viene dato particolare rilievo alla descrizione di apparati autocostruiti per dilettanti, con adeguato riferimento agli apparati professionali dello stesso genere.

INDICE DEI CAPITOLI

CAPITOLO PRIMO

ASPETTI FONDAMENTALI

1. - SCOPERTA E PRIME APPLICAZIONI DELLE ONDE RADIO

2. - PRINCIPIO DELLA TRASMISSIONE RADIOFONICA

3. - PRINCIPIO DELLA RICEZIONE RADIOFONICA

CAPITOLO SECONDO

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'APPARECCHIO RICEVENTE

CAPITOLO TERZO

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

CAPITOLO QUARTO

COMANDI E CONTROLLI DELL'APPARECCHIO RADIO RICEVENTE

CAPITOLO QUINTO

LO STADIO A BASSA FREQUENZA DELL'APPARECCHIO RADIO

CAPITOLO SESTO

L'ALIMENTATORE DELL'APPARECCHIO RADIO

CAPITOLO SETTIMO

RICEVITORI AUTOCOSTRUITI PER DILETTANTI

CAPITOLO OTTAVO

RICEVITORI PROFESSIONALI A ONDE CORTE

CAPITOLO NONO

L'APPARECCHIO TRASMITTENTE

1. - PRINCIPI BASILARI

2. - GENERAZIONE ED AMPLIFICAZIONE DELLA CORRENTE AD ALTA FREQUENZA

CAPITOLO DECIMO

L'ANTENNA

CAPITOLO UNDICESIMO

ESEMPI DI APPARECCHI TRASMITTENTI PER DILETTANTI

CAPITOLO DODICESIMO

ESEMPI DI RADIOTELEFONI

APPENDICE

INDICE ANALITICO - ALFABETICO

(I numeri indicano le pagine)

A

B

C

U

V

Z

CAPITOLO PRIMO

ASPETTI FONDAMENTALI

1. - SCOPERTA E PRIME APPLICAZIONI DELLE ONDE RADIO

Da Galvani a Marconi.

Le onde radio si diffondono dall'antenna trasmittente a cui giunge la corrente elettrica oscillante, per il fatto che tale corrente elettrica oscilla rapidamente. Per intendere come ciò sia possibile basta pensare ad una corda metallica tesa tra due punti. Essa raffigura l'antenna trasmittente. Se la corda viene fatta vibrare lentamente, per es. 10 volte al secondo, nessun suono si diffonde da essa, ma se viene fatta vibrare rapidamente, per es. 1000 volte al secondo, come avviene per le corde del violino, allora la corda diffonde un suono, diffonde onde sonore che il nostro orecchio può « captare » e il nostro cervello percepire.

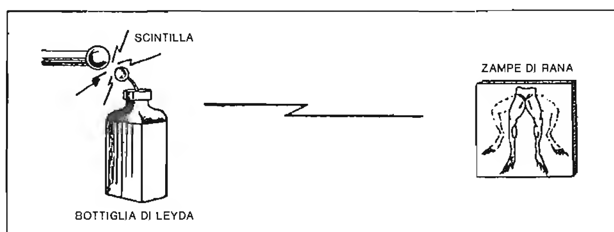


Fig. 1.1. - **SCINTILLE E ONDE RADIO.** La scintilla è il mezzo più semplice per produrre oscillazioni elettriche e quindi onde radio. La rana di Galvani è stata il primo apparecchio radio ricevente.

Il compito principale della radiotecnica è dunque quello di far oscillare rapidamente la corrente elettrica, poiché è da essa che si ottengono le onde radio. Questo compito è stato molto facilitato da un fenomeno naturale, generatore di oscillazioni elettriche. È la *scintilla elettrica*.

Già nel 1780, cento anni prima della scoperta delle onde radio, Luigi Galvani notò che ogni qualvolta girando una macchinetta a strofinio faceva scoccare una scintilla elettrica tra di essa e una bottiglia di Leyda — antico condensatore in cui il dielettrico è costituito dal vetro della bottiglia e le armature da fogli di stagnola incol-

lati all'esterno e all'interno — si verificavano rapide contrazioni delle zampe posteriori di una rana uccisa e scorticata, messa ad asciugare sopra una tavoletta di legno. Ad ogni scintilla corrispondeva una contrazione, la quale era tanto più forte quanto più la scintilla scoccava vicino alla rana. Ciò avveniva poiché le scintille producevano oscillazioni elettriche, e quindi onde radio, le quali raggiungevano i nervi crurali della rana e determinavano in essi analoghe oscillazioni elettriche che causavano le contrazioni muscolari. Nello stesso modo, la corda di violino che vibra produce onde sonore le quali, a loro volta, mettono in vibrazione gli esilissimi filamenti contenuti nella coclea del nostro orecchio, che ci consentono di sentire i suoni.

Anche i lampi ed i fulmini determinano oscillazioni elettriche poiché non sono che enormi scintille elettriche, e perciò anch'essi producono onde radio, le quali sono

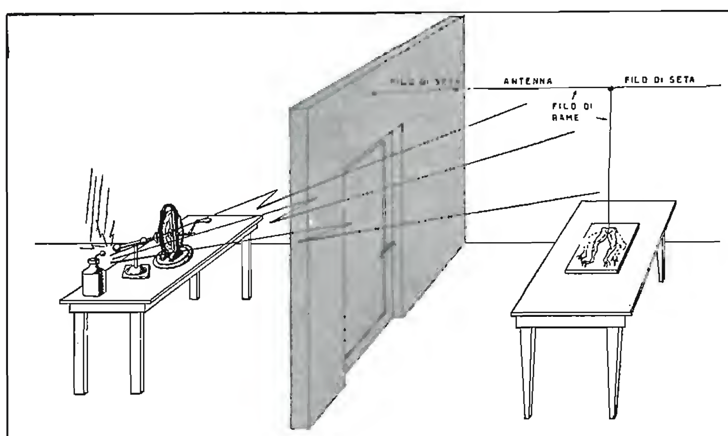


Fig. 1.2. - **PRIMISSIMA ANTENNA RADIO-RICEVENTE.** Le onde radio prodotte facendo scintille superano la parete e raggiungono l'antenna sistemata nella stanza attigua e collegata alle zampe di una rana. (Esperienza di Galvani).

per tale ragione sempre esistite. Fu lo stesso Galvani a pensare che le contrazioni delle zampe di rana avrebbero dovuto verificarsi anche per effetto di lampi e di fulmini. Tese all'esterno un filo di rame, isolandolo con della seta, e collegandone una estremità ai nervi crurali della rana, ai quali collegò un secondo filo di rame che fece scendere nel pozzo sottostante. In tal modo la rana venne provvista di antenna esterna e di presa di terra. Quando sopraggiunse il temporale, ad ogni fulmine e ad ogni lampo corrispose una contrazione delle zampe della rana.

Le onde radio furono scoperte tra il 1887 e il 1888 da Enrico Hertz facendo scoccare delle scintille elettriche. Per poter constatare la presenza di tali onde nel suo laboratorio era necessario che la loro lunghezza non fosse eccessiva. Il laboratorio era lungo 15 metri, occorreva che le onde radio fossero meno lunghe. Se fossero state più lunghe avrebbero oltrepassato le pareti del laboratorio e non sarebbe stato possibile a Hertz di constatarne la presenza. È molto importante il fatto che la frequenza

delle oscillazioni elettriche prodotte dipende, tra l'altro, dalla capacità del condensatore; minore è la capacità, più alta è la frequenza delle oscillazioni, più corte sono le onde prodotte. È un po' ciò che avviene anche per le corde del pianoforte, più esse sono corte, più la loro vibrazione è rapida e più acuta è la nota prodotta.

Con la scarica di una comune bottiglia di Leyda si ottenevano oscillazioni elet-

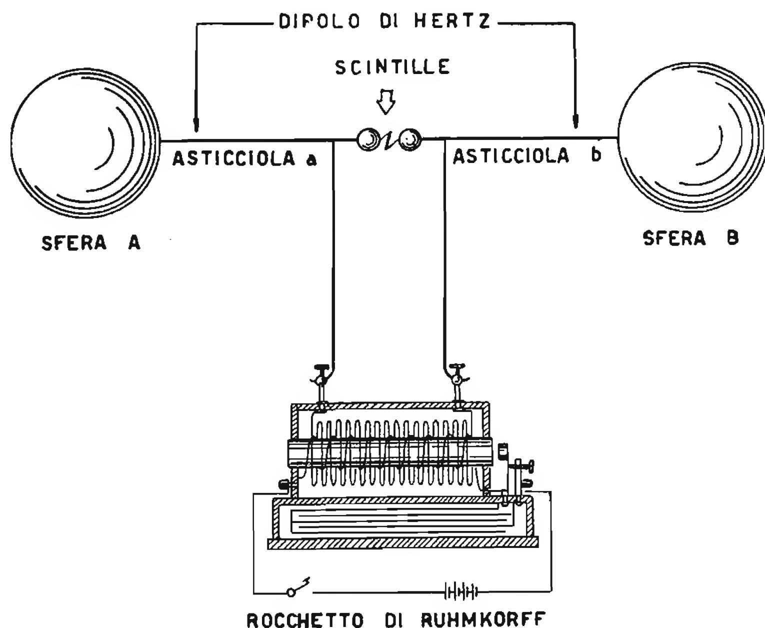


Fig. 1.3. - **OSCILLATORE DI HERTZ.** La bottiglia di Leyda venne sostituita da un condensatore di minima capacità, le cui armature sono le sfere A e B. Le asticciole a e b sono le due braccia dell'antenna trasmittente, detta antenna a dipolo.

triche alla frequenza di circa 50 000 al secondo, alla quale frequenza corrispondono onde di 6 000 metri. Onde troppo lunghe queste per poter venir rivelate.

Poiché la capacità del condensatore diminuisce col distanziare le sue armature, Hertz prese due sfere di rame e le collocò addirittura ad 1,5 metri di distanza. Collegò ciascuna sfera ad un'asticciola, come in fig. 1.3, terminante con due sferette. Faceva scoccare le scintille tra le due sferette, poste a 7,5 mm l'una dall'altra, mediante un comune rocchetto di Ruhmkorff. Il condensatore così ottenuto si scaricava attraverso ciascuna scintilla determinando oscillazioni elettriche assai deboli ma di frequenza enorme, circa 100 milioni di cicli al secondo, che diffondevano nel laboratorio onde radio di 3 metri molto adatte per essere misurate, riflesse e rifratte.

Per poter constatare l'esistenza delle onde radio nel suo laboratorio, Hertz adoperò un semplicissimo dispositivo, costituito da un cerchietto di filo di rame con una

brevissima interruzione, minore di un decimo di millimetro. Il cerchietto captava onde radio e in esso si producevano oscillazioni elettriche le quali, a loro volta, producevano piccolissime scintille nel punto dell'interruzione, scintille visibili nell'oscurità e con l'aiuto di una lente. Le due asticciole costituiscono l'*antenna di Hertz*, ossia l'*antenna a dipolo*, la quale è attualmente utilizzata per la trasmissione delle onde ultracorte,

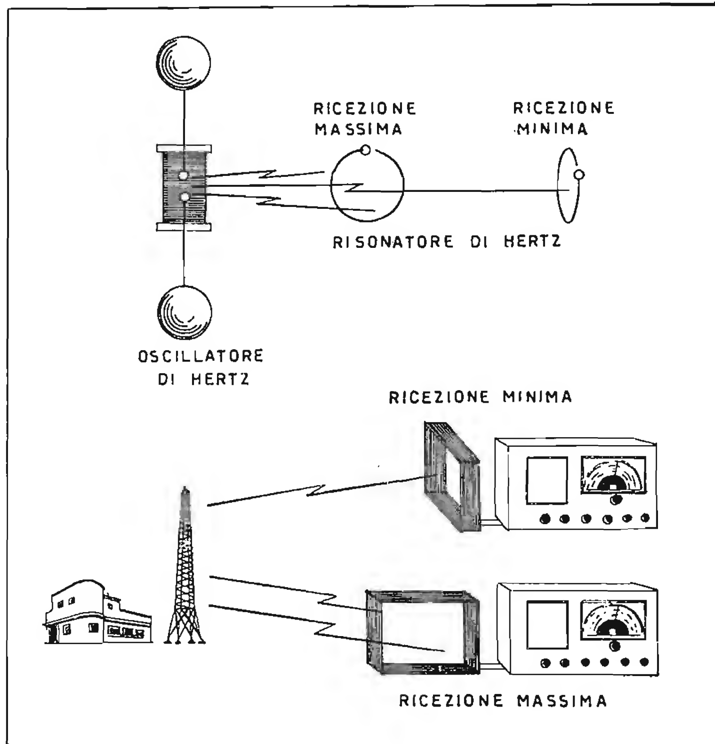


Fig. 1.4. - Alto: oscillatore e risonatore di Hertz; affinché la ricezione sia possibile e la scintilla scocchi nel cerchietto ricevente deve prodursi in esso una tensione elettrica. Basso: posizione del telaio per la ricezione con moderni apparecchi FM.

nonché per la loro ricezione, ed impiegate per la televisione e per la radiofonia a frequenza modulata (FM).

Facendo scoccare scintille elettriche tra un'antenna esterna e una presa di terra, Guglielmo Marconi diede inizio, nel 1895, alla prima applicazione delle onde radio, il telegrafo senza fili. La stazione trasmittente era estremamente semplice: un rocchetto di Ruhmkorff collegato da un lato all'antenna esterna e dall'altro alla presa di terra. Le oscillazioni elettriche prodotte da ciascuna scintilla nell'antenna, causavano la diffusione da essa d'onde radio. Esse raggiungevano un'altra antenna collegata all'apparecchio ricevente — il coherer (vedi fig. 1.5).

Il *coherer* è stato inventato da Temistocle Calzecchi-Onesti tra il 1884 e il 1886, dieci anni prima dell'applicazione di Marconi, utilizzando un fenomeno scoperto dal fisico inglese D. E. Hughes nel 1879. Hughes notò che la polvere metallica la quale non lascia passare la corrente elettrica diventa conduttrice se vicino ad essa viene fatta scoccare una scintilla elettrica. Al solo scopo di poter segnalare le scariche elettriche atmosferiche, Calzecchi-Onesti pose della limatura in un tubetto di vetro e la collegò tra un'antenna esterna e una presa di terra, come Galvani aveva collegato la sua rana. Ad ogni lampo o fulmine la limatura diveniva conduttrice e lasciava passare la corrente di una pila che faceva squillare un campanello.

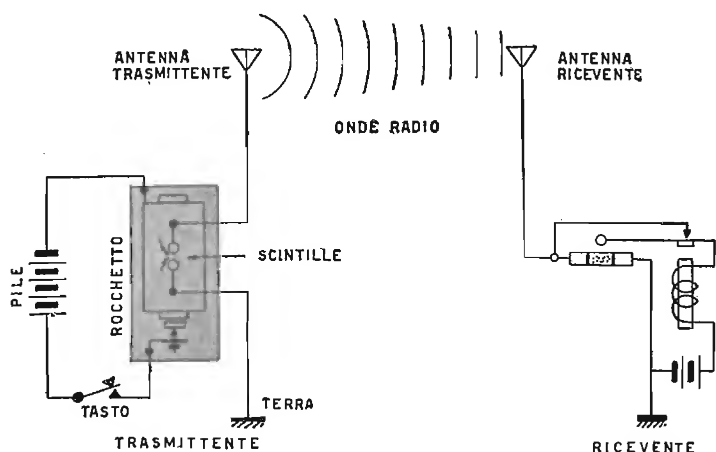


Fig. 1.5. - **APPARECCHI DI MARCONI.** L'idea di far scoccare scintille elettriche tra un'antenna esterna e una presa di terra costituì il punto di partenza dell'invenzione del telegrafo senza fili.

Con le scintille del rocchetto di Ruhmkorff ed il segnalatore di fulmini di Calzecchi-Onesti, nonché con enormi antenne esterne ed abbondanti prese di terra, Guglielmo Marconi riuscì a comunicare a distanze sempre maggiori, superando, nel 1899, il Canale della Manica, tra Vimereux presso Boulogne s.m. e il faro di South Foreland presso Dover, distanti 51 chilometri. Facendo scoccare grandi scintille elettriche e utilizzando quale ricevitore una goccia di mercurio in un tubetto di vetro collegata ad un'antenna sostenuta da un aquilone e una presa di terra, nonché ascoltando con una cuffia telefonica, Marconi riuscì a ricevere qualche segnale attraverso l'oceano Atlantico nel dicembre 1901.

Tutte le prime stazioni radiotelegrafiche ebbero per base la scintilla elettrica, e ciò per oltre 25 anni. La scintilla venne sostituita dalle moderne valvole elettroniche, nelle quali le oscillazioni elettriche sono ottenute tra due elettrodi presenti nel vuoto di un'ampolla — la placca e la griglia.

Mentre le oscillazioni prodotte dalla scintilla decrescono di ampiezza sino ad

estinguersi — ad ogni scintilla corrisponde un gruppo di oscillazioni elettriche ad ampiezza decrescente (vedi fig. 1.10 a pag. 11), come le onde sull'acqua dopo la caduta di un sassolino — quelle ottenute con l'arco elettrico e con le valvole elet-

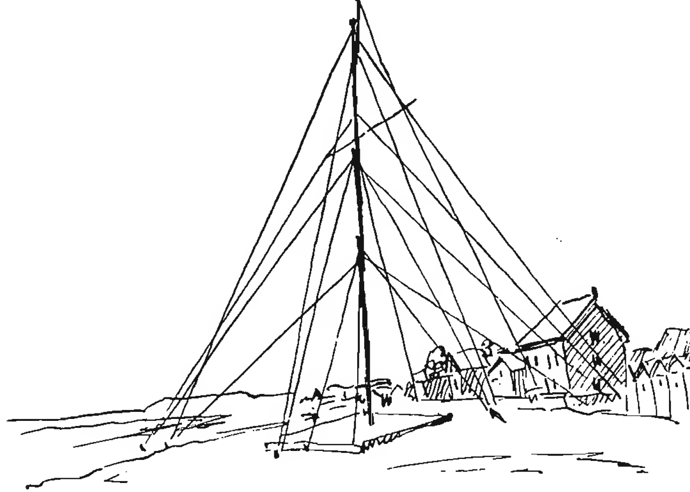


Fig. 1.6. - ANTENNA TRASMITTENTE E RICEVENTE DI MARCONI. Con antenne sempre più grandi e scintille sempre più robuste, Marconi raggiunse distanze sempre maggiori, sino a superare l'Atlantico. (Antenna di Vimereux).

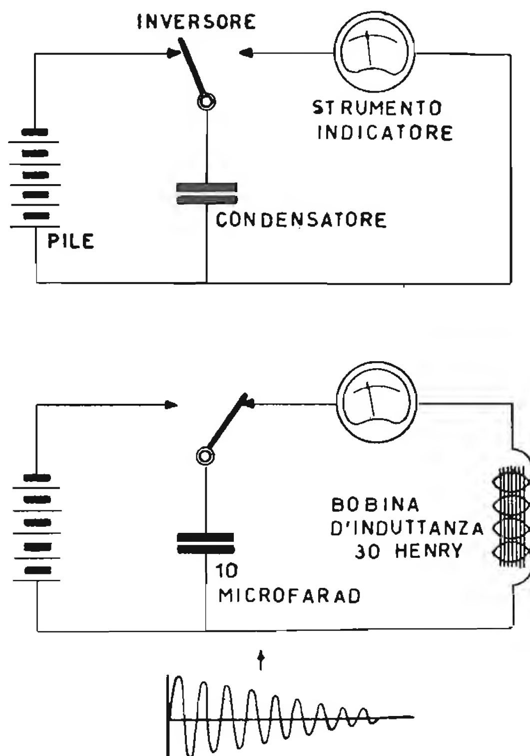
troniche sono invece di ampiezza costante, ossia sono oscillazioni persistenti. Ciò ha consentito di « mettere in onda » la voce ed i suoni, cosa che non sarebbe stata possibile con le oscillazioni elettriche prodotte mediante scintille.

Il problema della sintonia ed il circuito accordato.

Durante le trasmissioni radiotelegrafiche attraverso la Manica, Marconi, che sino allora aveva fatto semplicemente scoccare scintille elettriche tra l'antenna e la presa di terra, si accorse che qualsiasi ulteriore progresso era condizionato alla soluzione di un importante problema, quello della sintonia. Le trasmissioni attraverso la Manica disturbavano quelle fatte tra due punti della costa inglese. I segnali si sovrapponevano e la ricezione diventava impossibile. Dovette, in un primo tempo, far funzionare una sola trasmittente per volta, disponendo turni di trasmissione ad ore fisse.

Sarebbe stato necessario che ciascuna delle due stazioni trasmittenti avesse irradiato una propria lunghezza d'onda, in modo da non disturbare l'altra. A quell'epoca non si sapeva come fare per ottenere che ciascuna trasmittente irradiasse una data lunghezza d'onda, ed era anche impossibile misurare tale lunghezza. Sarebbe anche stato necessario che ciascun apparecchio ricevente avesse potuto mettersi in sintonia, in accordo, con la propria stazione trasmittente.

Va ricordato che Hertz aveva ottenuto onde di 3 metri con le scariche di un condensatore di ridottissima capacità. Occorreva dunque inserire in qualche modo un condensatore tanto nelle trasmittenti quanto nei ricevitori. Oltre al condensatore era necessario utilizzare anche un avvolgimento di filo di rame isolato, poiché anch'esso influisce sulla frequenza della corrente e quindi sulla lunghezza d'onda.



OSCILLAZIONI ELETTRICHE (9,2 Hz)

Fig. 1.7. - PRINCIPIO DEL CIRCUITO ACCORDATO. Con condensatore di 10 microfarad e bobina d'induttanza di 30 henry si ottengono 9,2 oscillazioni elettriche, indicate dal movimento dell'indice dello strumento. Senza la bobina di induttanza non si ottengono oscillazioni elettriche.

Per poter avere una prima idea del comportamento di un condensatore e di un avvolgimento riesce utile un semplice esperimento, come indicato dalla fig. 1.7. In alto è indicato un condensatore che può venir caricato collegandolo ad una batteria di pile, come indicato in figura. Se il condensatore viene staccato dalle pile e viene messo in cortocircuito con un filo di rame, esso si scarica. Se è presente, in serie, uno stru-

mento di musica adatto, con l'indice al centro, si può vedere che l'indice ha un sobbalzo.

In basso è indicato lo stesso condensatore, ai capi del quale può venir collegato un avvolgimento di filo conduttore intorno ad un nucleo di ferro. Se dopo la carica, il condensatore viene collegato all'avvolgimento, l'indice dello strumento compie numerose rapide oscillazioni, le quali diminuiscono di ampiezza sino a tanto che l'indice ritorna immobile. Se il condensatore viene nuovamente collegato, con un movimento dell'inversore, alla batteria di pile per la ricarica, e se poi viene nuovamente collegato all'avvolgimento si rivede l'indice compiere le stesse oscillazioni.

Ciò denota che ad ogni scarica del condensatore, nel circuito comprendente il condensatore stesso, l'avvolgimento e lo strumento indicatore, sono presenti delle

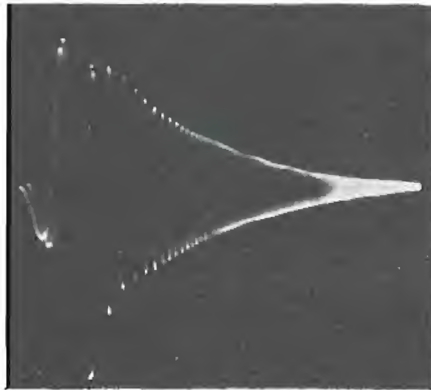


Fig. 1.8. - L'oscillogramma indica la scarica di un condensatore in un circuito accordato.

oscillazioni elettriche. La scarica del condensatore, anziché avvenire attraverso l'aria dando luogo ad una scintilla, avviene nell'avvolgimento di filo, con il risultato che le oscillazioni elettriche sono egualmente presenti. È possibile, con la seguente semplice formula, conoscere quale sia la frequenza di queste oscillazioni:

$$\text{Frequenza (in cicli)} = 159 : \sqrt{\text{Induttanza (in henry)} \times \text{Capacità (in microfarad)}}.$$

Affinché il movimento dell'indice risulti visibile è necessario che la frequenza sia molto bassa, e perciò che il condensatore sia di capacità assai elevata, per es. 10 microfarad, e che sia pure assai elevata l'induttanza dell'avvolgimento, per es. 30 henry. Dovrà trattarsi di un avvolgimento di parecchie migliaia di spire su nucleo di ferro. Con questi due valori, la frequenza delle oscillazioni elettriche è di:

$$159 : \sqrt{30 \times 10} \quad \text{ossia} \quad 159 : 17{,}32 = 9{,}2 \text{ cicli al secondo (Hz).}$$

Nella pratica radiotecnica non si ha mai a che fare con frequenze così estremamente basse, bensì con frequenze che vengono espresse in chilohertz, e per ottenere

le quali bastano capacità piccolissime, indicate in milionesimi di microfarad ($\mu\mu F$) ossia in *picofarad* (pF), nonché avvolgimenti di induttanza altrettanto piccola, espressa in milionesimi di henry, ossia in *microhenry* (μH). La formula che si adopera è la seguente:

$$\text{Frequenza (in kHz (chilohertz))} = 159\,155 : \sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H} \times \text{Capacità (in pF)}}.$$

Se, per es., la capacità del condensatore è di 500 pF e l'induttanza dell'avvolgimento di 300 μH, la frequenza delle oscillazioni è di:

$$159\,155 : \sqrt{300 \times 500} = 159\,155 : 387 = 412 \text{ kHz circa,}$$

alla quale corrisponde la lunghezza d'onda di 716 metri.

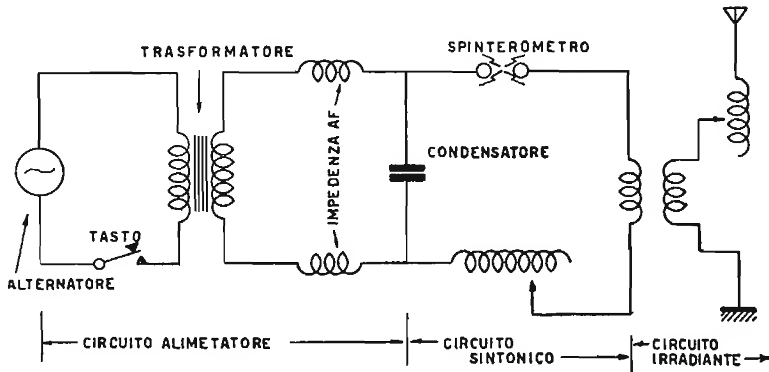


Fig. 1.9. - SCHEMA DI TRASMITTENTE MARCONI DI GRANDE POTENZA. (Prima trasmittente di Poldhu). Le scintille non scoccano più tra l'antenna e la presa di terra, come in fig. 1.5, ma in un circuito sintonico, accoppiato a quello irradiante di antenna. È possibile l'alimentazione con corrente alternata poiché il tempo di carica e scarica del condensatore è molto piccolo rispetto a ciascun ciclo della corrente alternata.

Marconi aggiunse alle sue stazioni radiotelegrafiche trasmittenti un condensatore e un avvolgimento di nastro di rame nudo sostenuto da isolatori. Una presa a molla gli consentiva di inserire tutto l'avvolgimento oppure soltanto una parte di esso, e in tal modo variava la lunghezza d'onda irradiata, in quanto variava l'induttanza del circuito. In seguito si accorse che l'efficienza del circuito condensatore-avvolgimento aumentava molto se lo accoppiava indirettamente all'antenna, come in fig. 1.9. Ne risultò il tipico schema delle trasmittenti di Marconi. Quelle terrestri, di grande potenza, disponevano di un alternatore e di un trasformatore per far scoccare le scintille, quelle sulle navi adoperavano a tale scopo il solito rocchetto di Ruhmkorff. Gli apparecchi riceventi vennero anch'essi provvisti di condensatore fisso e di avvolgimento variabile. Il radiotelegrafista spostava un cursore sopra un avvolgimento cilindrico di filo di rame dell'apparecchio ricevente e in tal modo lo metteva in sintonia con una trasmittente o con l'altra.

In seguito Marconi constatò che particolarmente negli apparecchi riceventi il risultato era migliore se l'induttanza era fissa e la capacità variabile, per cui l'avvolgimento di filo, ossia la *bobina d'induttanza*, rimase fissa mentre il condensatore divenne variabile. Il circuito comprendente una bobina d'induttanza fissa e un *condensatore variabile* diventò di basilare importanza per la radiotecnica. Nei primissimi tempi venne chiamato *circuito sintonico*, poi venne preferito il termine *circuito oscillante*. Ma questo termine non è esatto, poiché non è il circuito che oscilla ma la corrente elettrica presente in esso. Il circuito rimane fermo, perciò va chiamato *circuito oscillatorio*. Viene chiamato anche *circuito risonante* per il fatto che risuona elettricamente ad una data frequenza, come un diapason il quale entra in vibrazione in presenza di un suono alla sua stessa frequenza, detta *frequenza di risonanza*. In pratica si preferisce il termine *circuito accordato*, per cui si dice che gli apparecchi moderni possiedono sei circuiti accordati, due circuiti accordati a frequenza variabile e quattro a frequenza fissa. Gli apparecchi a cristallo sono provvisti di un solo circuito accordato ed eccezionalmente di due.

Nelle prime trasmittenti, provviste di circuito sintonico, il condensatore costituiva uno dei componenti più importanti. Era costituito da una o più bottiglie di Leyda, ciascuna delle quali era formata da due tubi di rame di diametro diverso, posti uno all'interno e l'altro all'esterno di un tubo di vetro, alto circa 2 metri. Il vetro presenta però il difetto di offrire notevoli *perdite dielettriche*, dissipando energia radioelettrica in calore, ciò che determinava il riscaldamento dei tubi di vetro e la loro frequente rottura. In seguito il vetro venne sostituito dall'aria o dalla mica, ed i condensatori assunsero aspetto completamente diverso. Erano, e sono tuttora, costituiti da lastre di rame affacciate, separate da strati d'aria o da fogli di mica, e collocati entro custodie rettangolari.

Prime trasmissioni ad onde persistenti.

Nel 1903 il fisico danese Valdemaro Poulsen (1869-1942) ideò un nuovo sistema di trasmissione, nel quale la generazione della corrente oscillante era ottenuta mediante un *arco elettrico*. L'arco elettrico è una scintilla continua, che si forma tra due elettrodi di carbone, a cui è applicata una corrente continua. I due elettrodi vengono messi in contatto, e poi allontanati; si forma allora, tra le loro estremità, un arco elettrico luminosissimo, un tempo utilizzato per la illuminazione stradale, ed ora impiegato per la proiezione cinematografica.

La corrente che alimenta l'arco presenta la caratteristica di aumentare d'intensità se la tensione diminuisce, all'opposto di quanto avviene per la legge di Ohm; poiché in un circuito oscillatorio la corrente tende ad estinguersi per effetto della resistenza incontrata, la presenza dell'arco in esso consente di mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni. Mentre con le scintille normali si ottengono gruppi di oscillazioni smorzate, a cui corrispondono gruppi di onde radio altrettanto smorzate, con l'arco elettrico si ottiene una continua oscillazione, come in *B*) di fig. 1.10, senza nessun

smorzamento, ossia si ottengono *oscillazioni persistenti*, alle quali corrisponde una diffusione continua di onde radio esse pure non smorzate, ossia *onde radio persistenti*. Queste onde radio continuamente presenti, non più irradiate a gruppi, ebbero grandissima importanza per la diffusione delle radiocomunicazioni.

Numerose grandi stazioni trasmittenti vennero costruite con il sistema ad arco. In esse, l'arco di grande potenza era presente tra un elettrodo positivo (*ànodo*) di rame, internamente cavo e raffreddato con circolazione ad acqua, e un elettrodo

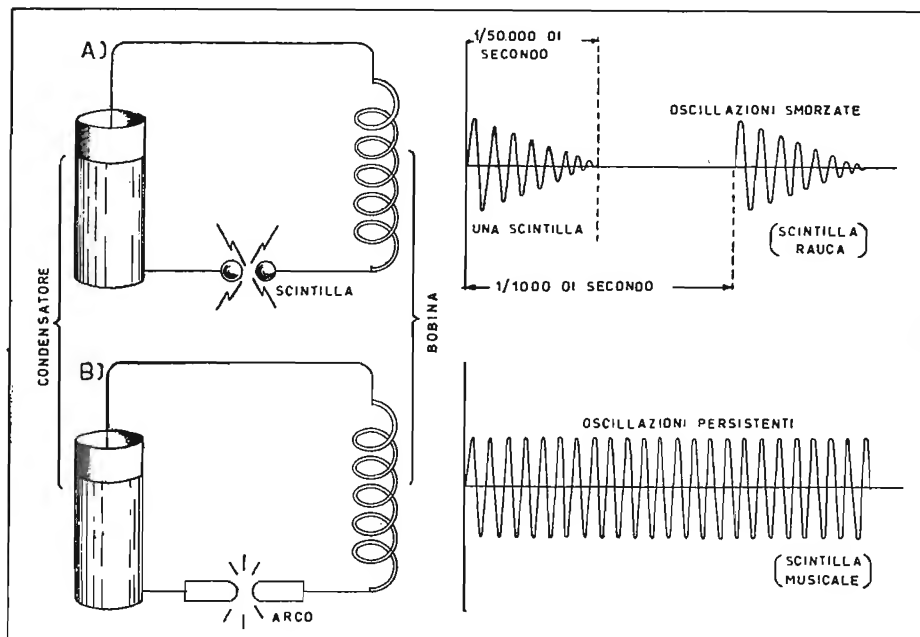


Fig. 1.10. - Alto: ad ogni scintilla corrisponde un gruppo di oscillazioni d'ampiezza decrescente. Vi è grande distanza tra un gruppo e l'altro. Basso: l'arco elettrico è una scintilla continua, senza interruzioni, a cui corrispondono oscillazioni d'ampiezza costante, ossia persistenti.

negativo (*càtodo*) di carbone in continua rotazione intorno al proprio asse, allo scopo di mantenere l'arco quanto più uniforme possibile. I due elettrodi si trovavano in un'apposita custodia, contenente idrogeno o un idrocarburo, anch'essa raffreddata con circolazione d'acqua. L'arco era presente tra le espansioni polari di un potente elettromagnete.

Poiché l'arco non può venir acceso e spento in modo da seguire la manipolazione del tasto, come invece avveniva per le scintille, rimaneva sempre acceso, durante tutta la trasmissione. Il tasto provvedeva a mettere in cortocircuito alcune spire dell'avvolgimento, come in fig. 1.11, ciò che determinava una variazione della lunghezza di onda. Le lunghezze d'onda erano, in tal modo, due: quella di lavoro, corrispondente al tasto abbassato, e quella di riposo corrispondente al tasto alzato.

Gli apparecchi riceventi venivano accordati sull'onda di lavoro. In Italia vennero costruite due grandi stazioni ad arco, quella di Roma San Paolo e quella di Coltano Nuova.

L'idea di produrre correnti alternate ad elevatissima frequenza con apposite macchine elettriche molto veloci, anziché con scintille, archi elettrici, ecc., ebbe conseguenze assai importanti, tanto che gran parte delle stazioni trasmittenti transcontinentali e transatlantiche funzionarono per molti anni, e alcune funzionano ancora, con *alternatori ad alta frequenza.* Dopo alcuni tentativi poco fruttuosi effettuati da Reginald Aubrey Fessenden, grandi alternatori ad alta frequenza furono progettati dall'ing. Ernst F. W. Alexanderson, tra il 1910 e il 1925.

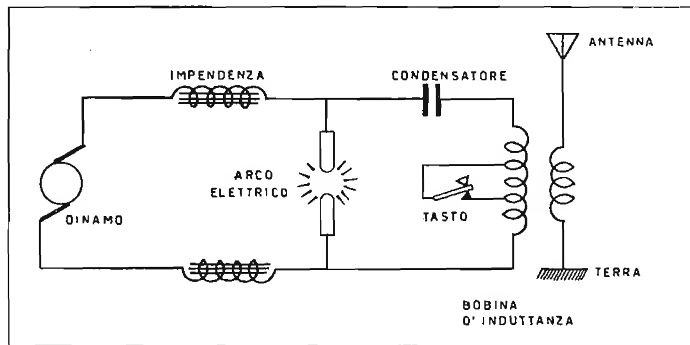


Fig. 1.11. - **TRASMITTENTE AD ARCO.** L'arco rimane sempre acceso, e la trasmissione avviene cortocircuitando alcune spire della bobina d'induttanza del circuito sintonico (onda di lavoro).

In essi vi è un disco di ferro che ruota a velocità elevatissima, quella di circa 3 000 giri al minuto, pari a 50 giri al secondo. A tale scopo esso è foggiato in modo particolare, largo al centro e sottile alla periferia. Sull'orlo superiore porta numerosissimi denti, in media un migliaio, oppure sono praticate in esso altrettante feritoie. Ogni sua parte è studiata in modo da limitare al massimo la resistenza dell'aria e la produzione di calore.

La parte fissa, disposta intorno all'orlo superiore del disco, è costituita da numerosissimi poli magnetici, ciascuno dei quali è provvisto di due avvolgimenti (vedi fig. 1.12), quello di campo percorso da corrente continua, e quello secondario in cui, durante la rotazione del disco, si producono le onde di corrente oscillante. Davanti a ciascuno dei poli si presentano, uno dopo l'altro, i denti del disco, e ciascuno di essi determina una variazione nel campo magnetico, la quale variazione produce a sua volta un'onda di corrente nell'avvolgimento secondario.

Poiché davanti a ciascun polo si presentano, uno dopo l'altro, 50 000 denti durante ciascun secondo (ossia i 1 000 del disco moltiplicati per i 50 giri al secondo), in

ciascun avvolgimento secondario si producono 50 000 onde di corrente al secondo, ossia si produce una corrente oscillante alla frequenza di 50 000 cicli al secondo (Hz) [1].

I numerosissimi avvolgimenti secondari sono collegati insieme in modo da ottenere un'unica corrente oscillante, dalla sovrapposizione delle varie correnti prodotte, di intensità e di tensione adeguati alla alimentazione dell'antenna trasmittente. Il rendimento dell'alternatore è assai elevato, circa il 75%, molto più di qualsiasi altro sistema di produzione di corrente oscillante, e bene adatto per sviluppare correnti assai intense, quindi irradiare potenze cospicue. È stato utilizzato in numerose stazioni trasmittenti di grande e grandissima potenza, tutte irradianti onde molto lunghe, da 6 000 a 20 000 metri.

Alla manipolazione del tasto corrisponde la variazione della lunghezza d'onda, come nei sistemi ad arco. È necessario che la velocità dell'alternatore sia mantenuta costante, poiché da essa dipende la lunghezza d'onda.

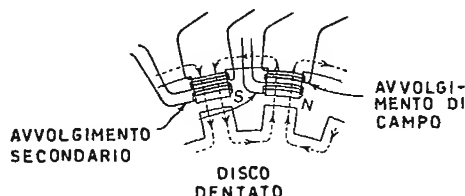


Fig. 1.12. - PRINCIPIO DEGLI ALTERNATORI AD ALTA FREQUENZA.

Calcolo della frequenza del circuito accordato.

Quando siano note la capacità e l'induttanza di un circuito accordato, la sua frequenza si calcola con la formula (4). Questa formula pratica risulta dalla seguente formula teorica:

$$(1) \qquad \text{Frequenza (in Hz)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\text{Induttanza (in henry)} \times \text{Capacità (in farad)}}}$$

la quale corrisponde a quella del pendolo, poiché la capacità del condensatore è analoga al peso del pendolo e l'induttanza della bobina alla lunghezza del filo che lo sostiene. Dato che le due unità di misura, l'henry per l'induttanza e il farad per la capacità, sono assai grandi, si adopera la loro milionesima parte, ossia il microhenry (μH) e il microfarad (μF) e la formula risulta la seguente:

$$(2) \qquad \text{Frequenza (in Hz)} = \frac{1\,000\,000}{2\pi\sqrt{\text{Induttanza (in μH)} \times \text{Capacità (in μF)}}}$$

(1) L'unità di grandezza della frequenza, in base alle norme UNI, è l'hertz, che ha per simbolo Hz, ed è definita come la frequenza di un fenomeno periodico il cui periodo è 1 secondo.

Un tempo era in uso anche il simbolo c/s (ciclo al secondo) con i relativi multipli kc/s e Mc/s. La grafia esatta, a cui ci si è attenuti nel presente testo, è invece la seguente: Hz, kHz, MHz.

Ma in radiotecnica la frequenza si esprime in chilohertz, migliaia di hertz, e le capacità si esprime in micromicrofarad, milionesimo di microfarad, ossia in picofarad (pF), e allora la formula diventa la seguente:

$$(3) \qquad \text{Frequenza (in kHz)} = \frac{1\,000\,000}{2\pi\sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in pF)}}}$$

Questa formula può venir semplificata dividendo 1 000 000 per 2π, ossia poiché 1 000 000 : 6,283 = 159 155, si può scrivere:

$$(4) \qquad \text{Frequenza (in kHz)} = \frac{159\,155}{\sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in pF)}}}$$

la quale è la nota formula pratica già indicata.

Per le frequenze molto elevate, espresse in megahertz, conviene valersi della formula seguente:

$$(5) \qquad \text{Frequenza (in MHz)}^2 = \frac{25\,330}{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in pF)}}$$

Se, per es., l'induttanza è di 0,1 microhenry e la capacità è di 10 picofarad, la frequenza del circuito accordato è di:

$$f^2 = \frac{25\,330}{0{,}1 \times 10} = 25\,330 \qquad \text{da cui} \qquad f = \sqrt{25\,330} = 159 \text{ megacicli.}$$

Conosciuta la frequenza del circuito accordato è facile conoscere quale sia la lunghezza dell'onda radio ad essa corrispondente, basta consultare la tabella di ragguaglio, oppure adoperare la formula 300 000 : frequenza in chilohertz = lunghezza d'onda in metri. Così ad esempio se dalla formula indicata risulta che la frequenza è di 800 chilohertz, la corrispondente lunghezza d'onda è di 300 000 : 800 = 375 metri. Se è espressa in megahertz, allora si adopera la formula 300 : frequenza in megahertz = lunghezza d'onda in metri. Se, per es., la frequenza è quella di 159 megahertz, ad essa corrisponde la lunghezza d'onda di 300 : 159=1,8 metri.

Comunque, si può trovare una formula per la lunghezza d'onda (indicata con lambda = λ) corrispondente a dati valori di induttanza e di capacità, utilizzando la formula della frequenza. Si parte dalla seguente relazione:

Lunghezza d'onda (in metri) = Velocità (in metri) : Frequenza (in hertz)

poi al posto della frequenza si mette la formula corrispondente, la (2), con valori di induttanza in microhenry e di capacità in microfarad. Poiché la velocità è di 300 000 000 di metri al secondo, risulta:

$$\lambda \text{ (in metri)} = 300\,000\,000 : \frac{1\,000\,000}{2\pi\sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in } \mu\text{F)}}}$$

la quale si può anche scrivere così:

$$\lambda \text{ (in m)} = \frac{2\pi \times 300\,000\,000 \times \sqrt{\text{L (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in } \mu\text{F)}}}{1\,000\,000}$$

$$= 1885 \sqrt{\text{L (in } \mu\text{H)} \times \text{C (in } \mu\text{F)}}$$

dove λ indica la lunghezza d'onda, L l'induttanza e C la capacità.

Se, per es., l'induttanza è di 405 microhenry e la capacità è di 2 000 pF, ossia 0,002 microfarad, la lunghezza d'onda risulta la seguente:

$$1\,885 \sqrt{405 \times 0{,}002} = 1\,885 \times 0{,}9 = 1\,696 \text{ metri circa.}$$

2. - PRINCIPIO DELLA TRASMISSIONE RADIOFONICA

Modulazione e segnale.

Le stazioni radiofoniche trasmettono voci e suoni modulando le onde radio che diffondono dalle loro antenne. Il termine *modulazione* delle onde radio equivale a quello di *incisione* dei dischi fonografici — si suol dire che l'onda radio è modulata e che il disco fonografico è inciso. Tutto l'insieme delle voci e dei suoni, che possono venir diffusi nello spazio, modifica la forma delle onde radio e costituisce il segnale.

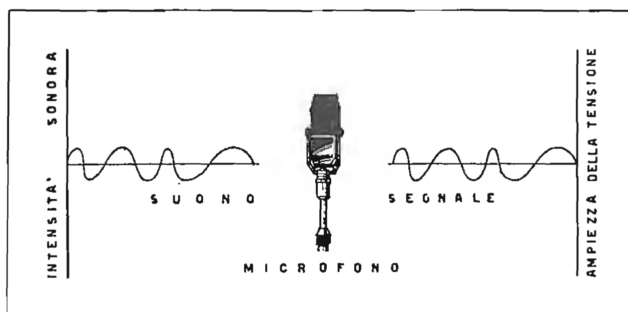


Fig. 1.13. - Alle variazioni della pressione d'aria (suoni e rumori) che pervengono al microfono, esso fa corrispondere analoghe variazioni di tensione elettrica. Il microfono è un trasduttore.

Il termine segnale è generico e serve ad indicare tanto il contenuto della trasmissione radiofonica quanto quello delle trasmissioni telegrafiche, televisive, ecc. Per *segnale* s'intende ciò che è stato applicato all'onda radio; può essere *segnale a bassa frequenza* (suono) o *segnale a videofrequenza* (visione).

È evidente che non è possibile applicare un suono direttamente ad un'onda radio,

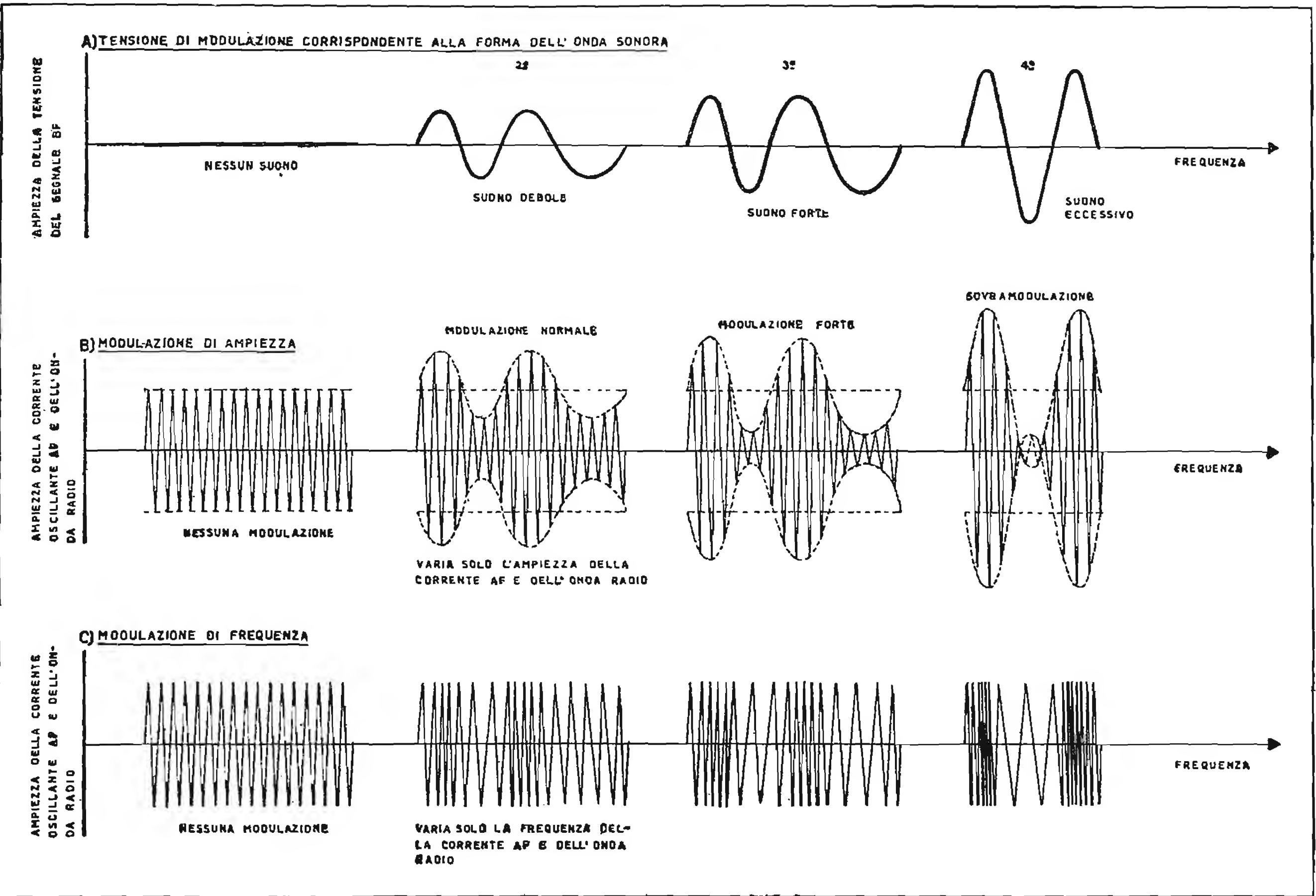


Fig. 1.14. - In alto: segnali a bassa frequenza. In mezzo: esempi di onde radio ad ampiezza modulata (AM). In basso: esempi di onde radio a frequenza modulata (FM).

sicché in realtà il segnale non viene applicato all'onda radio bensì alla *corrente oscillante* che la determina. In genere si suol dire che il *segnale viene messo in onda*, e per *onda* si intende tanto l'onda della corrente oscillante quanto la corrispondente onda radio vera e propria.

Nello stesso modo per *segnale* non si intende il suono vero e proprio — che non potrebbe venir applicato nè all'*onda di corrente* nè all'*onda radio* — bensì la *tensione elettrica* che il suono stesso ha prodotto tramite il *microfono*, e che vien detta *tensione di modulazione*. Essa è molto simile all'onda sonora che l'ha prodotta, e se non vi fosse nessuna distorsione sarebbe identica. All'*ampiezza* dell'onda sonora corrisponde l'ampiezza della tensione di modulazione, ossia tanto più forte è il suono tanto maggiore è la tensione prodotta, come indica la fig. 1.13.

Frequenza e ampiezza dell'onda portante.

L'onda radio ha una certa *frequenza* ed una certa *ampiezza*. La sua *frequenza* è quella propria della stazione trasmittente, e dipende dalla lunghezza d'onda trasmessa. L'*ampiezza* dipende dall'energia AF irradiata, ossia dipende dalla potenza della trasmittente. Tanto più potente è l'emittente, tanto più ampia è l'onda radio diffusa.

In *assenza di modulazione* la frequenza e l'ampiezza dell'onda radio non variano. Non appena ha inizio la modulazione, ossia non appena è presente il segnale, l'ampiezza dell'*onda portante* — tanto quella di corrente quanto quella radio — varia in perfetta corrispondenza con le variazioni d'ampiezza della tensione di modulazione e quindi con quelle dell'onda sonora. La frequenza invece non varia. In fig. 1.14 sono indicati tre esempi: nella prima riga orizzontale sono segnate le

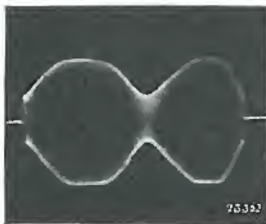


Fig. 1.15. - Oscillogramma di corrente oscillante ad ampiezza modulata. Le due curve chiare opposte costituiscono la forma dell'onda sonora applicata alla corrente oscillante.

tensioni di modulazione, ossia i segnali; nella riga sottostante sono segnate le variazioni d'ampiezza d'onda. Nel primo esempio nessun suono è presente e l'ampiezza dell'onda non varia; nel secondo esempio è presente un suono debole, il quale determina deboli aumenti e diminuzioni nell'ampiezza dell'onda portante. Gli aumenti di tensione positiva fanno aumentare l'ampiezza sopra il livello normale, quelli di tensione negativa fanno diminuire l'ampiezza sotto il livello normale, come nel caso di una superficie d'acqua. Se il suono è forte, come nel terzo esempio, le variazioni d'ampiezza dell'onda portante sono più forti. Dalla figura si può constatare che non è possibile trasmettere suoni di qualsiasi intensità poiché ad un

certo punto l'ampiezza dell'onda portante diventa insufficiente; è questo il caso del quarto esempio, nel quale l'ampiezza della tensione di modulazione è maggiore dell'ampiezza dell'onda portante con conseguente *sovramodulazione*, ossia riproduzione sonora molto forte ma distorta.

Quando era in uso l'incisione verticale dei dischi, la profondità dell'incisione corrispondeva all'intensità dei suoni, ed essa non poteva superare lo spessore dei dischi, poiché alla sovraincisione sarebbe corrisposta la foratura dei dischi, come alla sovramodulazione corrisponde l'interruzione dell'onda portante. Attualmente è in uso l'incisione orizzontale dei dischi, e l'intensità dei suoni incisi è limitata dalla larghezza del solco. Più stretto è il solco, più ridotta è l'intensità sonora dei suoni incisi.

Quando il suono è tanto forte da utilizzare tutta l'ampiezza dell'onda portante si suol dire che la modulazione è al 100 per cento.

3. - PRINCIPIO DELLA RICEZIONE RADIOFONICA

La rivelazione.

Mentre la modulazione consiste nell'applicare il segnale — ossia la tensione a frequenza acustica ottenuta dal microfono e convenientemente amplificata — alla corrente oscillante con la quale alimentare l'antenna trasmittente, la *rivelazione* consiste nel procedimento opposto, ossia nel prelevare dalla corrente oscillante in arrivo il segnale a frequenza acustica da amplificare e ritradurre in suoni.

La rivelazione è necessaria per il fatto che voci e suoni vengono riprodotti da vibrazioni meccaniche del riproduttore sonoro, per es. quelle di una lamina metallica

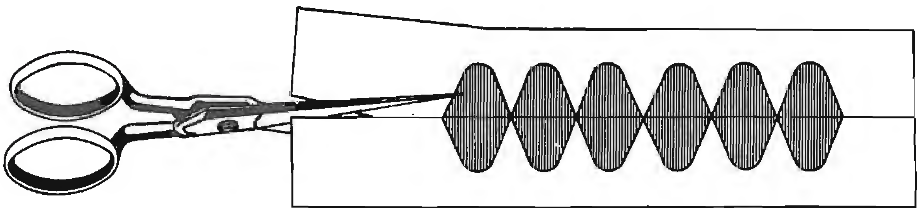


Fig. 1.16. - Tagliando per metà il segnale radio si ottiene il segnale audio. Il rivelatore lascia passare solo metà del segnale radio.

(cuffia telefonica) oppure di un cono di carta (altoparlante). Non è possibile ottenere vibrazioni meccaniche alla frequenza della corrente oscillante, poiché essa è dell'ordine di milioni e di miliardi di hertz, mentre la frequenza acustica è dell'ordine di centinaia o di migliaia di hertz. Non si ottiene alcun suono se ad una cuffia telefonica o ad un altoparlante si invia una corrente oscillante modulata. Affinché ciò avvenga è necessario provvedere anzitutto alla rivelazione.

La rivelazione consiste nel *rettificare* la corrente oscillante modulata, ossia nell'eliminare le sue semi-onde positive oppure — ed è la stessa cosa — quelle negative. Ne risulta una corrente continua pulsante ad ampiezza variabile (fig. 1.17), la quale si comporta come se fosse una semplice corrente continua ad ampiezza variabile, simile a quella ottenuta dal microfono, nella stazione emittente.

Nella stazione trasmittente vi è il *modulatore*, atto a sovrapporre le due correnti, quella a frequenza acustica e quella ad alta frequenza, in modo da ottenerne una sola. Nell'apparecchio ricevente vi è il *rivelatore*, atto a ricavare la frequenza acu-

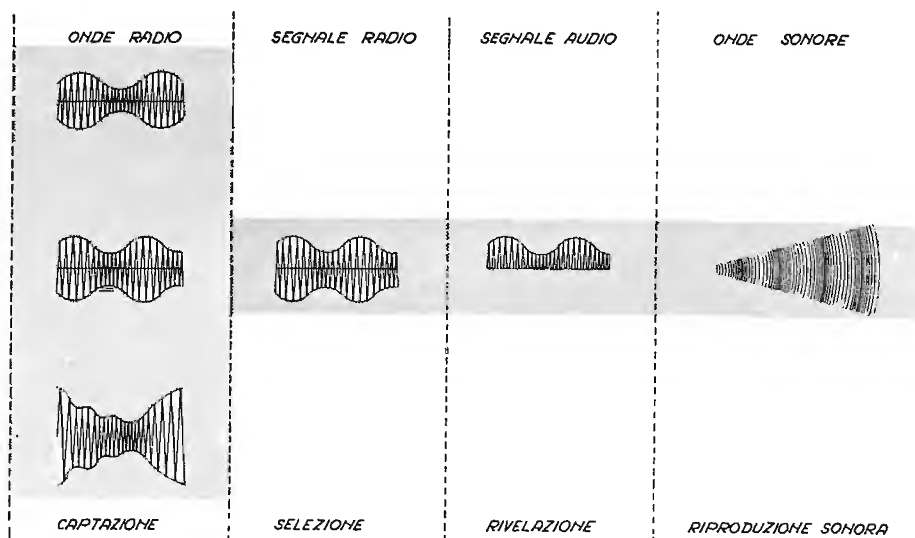


Fig. 1.17. - Principio dell'apparecchio radio e, in modo particolare, della rivelazione.

stica dall'alta frequenza della corrente oscillante. Si può dire che l'emittente provvede a convertire la *bassa frequenza* in *alta frequenza* (radio frequenza) e che l'apparecchio ricevente provvede a convertire l'alta frequenza in bassa frequenza.

Per questa ragione tutta la parte dell'apparecchio radio che si trova tra l'antenna e il rivelatore vien detta *ad alta frequenza*, mentre l'altra parte, quella tra il rivelatore e l'altoparlante, vien detta *a bassa frequenza*.

La rivelazione può essere ottenuta in diversi modi, il più semplice dei quali consiste nell'adoperare uno dei tanti cristalli a conduttività unilaterale, ossia *cristalli rivelatori*, quale ad esempio la zincite (ossido di zinco), la bormite (solfuro di rame e ferro), la molibdenite, il carborundum (silicio e carbonio) e la galena (solfuro di piombo). Per quasi venti anni il carborundum fu utilizzato negli apparecchi riceventi a bordo di navi, mentre la galena è stata ed è tuttora utilizzata per la ricezione della stazione locale in cuffia telefonica.

Esempi di ricevitori a cristallo di galena.

Il ricevitore a galena di fig. 1.18 può venir approssimativamente accordato con la frequenza di trasmissione, variando l'induttanza della sua bobina, la quale è perciò provvista di un certo numero di prese. Il ricevitore di fig. 1.19 è invece provvisto a

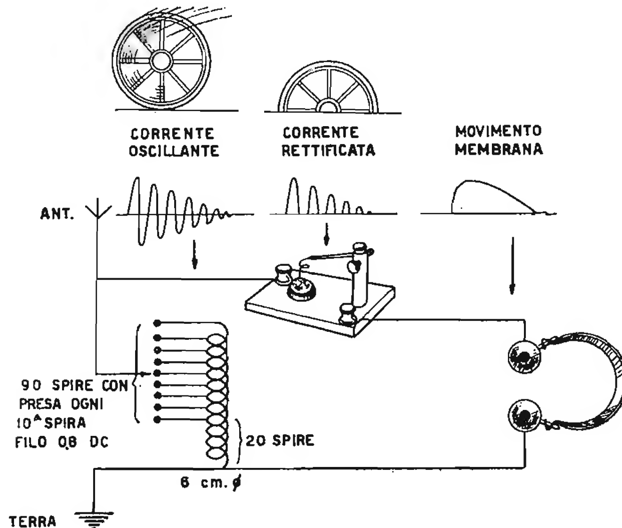


Fig. 1.18. - PRINCIPIO DELLA RIVELAZIONE. La separazione del segnale dalla corrente oscillante modulata, ottenuta per la captazione delle onde radio, si ottiene semplicemente rettificando tale corrente con un cristallo rivelatore o con valvola elettronica.

tale scopo di un condensatore variabile, posto in parallelo alla bobina, la quale perciò può essere fissa, senza prese. Nello schema, la bobina è invece provvista di doppie prese, ma esse servono a due scopi diversi. Uno di questi è di poter utilizzare una

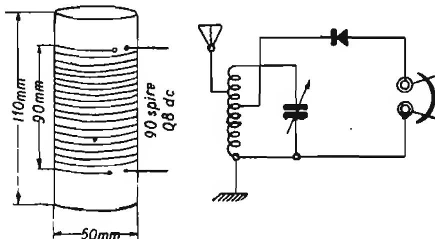


Fig. 1.19. - TIPICO SCHEMA DI RICEVITORE A CRISTALLO.

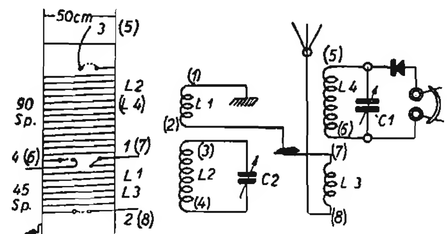


Fig. 1.20. - SCHEMA DI RICEVITORE A CRISTALLO A CIRCUITO DI ASSORBIMENTO (L2-C2). È adatto per ricezioni in città con due emittenti, una da ricevere e l'altra da eliminare.

sola bobina e di ottenere nello stesso tempo che il circuito d'antenna sia accoppiato a quello di sintonia.

Il secondo scopo è di variare l'intensità di ricezione, ciò che è utile se l'emittente è vicina. Il cristallo può venir collegato alle prese della bobina, e quindi prelevare una parte della tensione AF presente ai capi della bobina stessa. Più il collegamento è verso terra, minore è la tensione prelevata e minore è anche l'intensità di ricezione.

La capacità del variabile non ha molta importanza, può essere da 350 sino a 500 pF. Se la ricezione risulta stridente, un condensatore fisso va posto ai capi della cuffia, affinché consenta il passaggio a eventuali tracce di alta frequenza e alle frequenze acustiche più elevate. La capacità deve essere la minore possibile, da 2 000 sino ad un massimo di 10 000 pF. Maggiore è la capacità, maggiori sono le perdite di frequenze elevate, e più cupa diviene la riproduzione sonora.

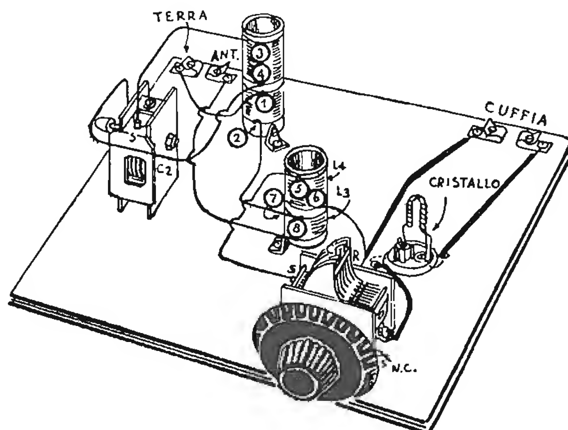


Fig. 1.21. - Esempio di realizzazione pratica, su tavoletta di legno, del circuito di fig. 1.20

Lo schema di fig. 1.20 è utilizzato quando le emittenti locali trasmettono a frequenze vicine, difficilmente separabili. I due circuiti, quello d'antenna e quello accordato, sono nettamente separati; inoltre al circuito d'antenna è accoppiato un secondo circuito accordato, identico a quello di sintonia, e detto *di assorbimento* o anche *trappola*. Sono necessari due condensatori variabili, C-1 da accordare con la stazione che si intende ricevere, e C-2 da accordare con l'altra stazione, in modo da assorbirla, impedire cioè che si presenti ai capi di L-3 e passi nel circuito rivelatore. Le due bobine vengono poste ad angolo retto, un po' distanti, per evitare accoppiamenti che possono rendere inutile il circuito d'assorbimento. I due condensatori variabili sono eguali e separati, la loro capacità è la solita, 350 o 500 pF. Ove occorra, va aggiunto il condensatore fisso.

Il cristallo di carborundum offre il vantaggio di una notevole stabilità di funzionamento. Una piastrina di acciaio è pressata contro una punta del cristallo; la pressione

è in media di 2 kg e può venir regolata con una vite. Inoltre al cristallo è applicata una debole tensione di polarizzazione, che a volte conviene sia positiva altre negativa. È ottenuta con due pile a secco di 1,5 V. La sensibilità dipende oltre che dalla struttura del cristallo anche dalla pressione della piastrina e dalla tensione di polarizzazione. Quest'ultima è perciò variabile mediante un potenziometro. Il valore del potenziometro dovrebbe essere basso per evitare attenuazione dei segnali, e alto per evitare l'esaurimento delle pile. In media è di 200 ohm.

Lo schema di fig. 1.22 è tipico. La bobina è provvista di prese per il cristallo e di altre prese per il circuito d'antenna. Può venir utilizzato anche lo schema a due con-

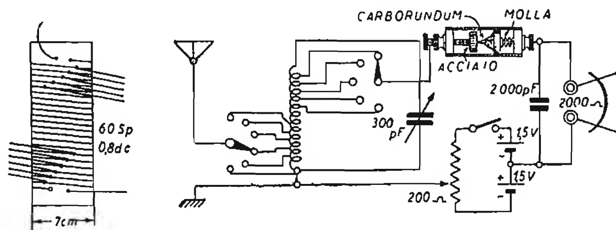


Fig. 1.22. - **SCHEMA DI RICEVITORE A CARBORUNDUM.** È stato usato, per diversi anni, per ricevitori installati a bordo di piroscafi.

densatori, con circuito d'antenna separato. Nello stesso modo va usato pure il cristallo di perikon.

Va notato che il carborundum è un cristallo ad alta resistenza, per il quale è meglio adatto un elevato rapporto tra il valore dell'induttanza e quello della capacità del circuito accordato, con conseguente opportunità di usare un variabile di capacità poco elevata, al massimo 300 pF, ciò che però restringe la gamma di ricezione. Al contrario, il cristallo di galena è a bassa resistenza, e si presta a rapporti bassi di induttanza-capacità, quindi all'impiego di variabili di capacità elevata, con conseguente vasta gamma di sintonia.

Apparecchi a cristallo di germanio.

Negli apparecchi radio a transistor è utilizzato un cristallo rivelatore, detto *diodo a cristallo*. Il cristallo è di germanio, anziché di galena o carborundum, ed ha una punta d'acciaio fissa, con la punta fusa nel cristallo stesso. L'insieme è racchiuso entro una custodia di vetro molto piccola, a tenuta ermetica.

La fig. 1.23 mostra un diodo a cristallo. C'è una minima quantità di cristallo, la quale forma il catodo, e una punta metallica. La lunghezza del rivelatore (A) è di appena 12,5 millimetri. Da ciascun suo lato escono due fili terminali. La lunghezza complessiva (B) è di 95 mm. La parte in cui si trova il cristallo è indicata con un punto bianco, o in altro modo.

L'apparecchio a cristallo di germanio non differisce per nulla da quelli a galena. La galena può venir sostituita con il cristallo di germanio, senza alcuna modifica.

È possibile utilizzare due cristalli di germanio, e ottenere un segnale più ampio.

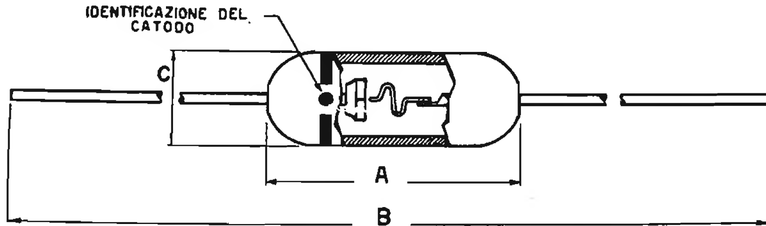


Fig. 1.23. - Diodo rivelatore a germanio; è parzialmente aperto per mostrare la disposizione interna.

La fig. 1.24 riporta lo schema di un apparecchio a due diodi a cristallo. La selettività, insufficiente con un solo circuito accordato, è ottenuta con due circuiti accordati, accoppiati tra di loro con un compensatore di 30 pF.

Le due bobine sono eguali. Sono due trasformatori ad alta frequenza, del tipo

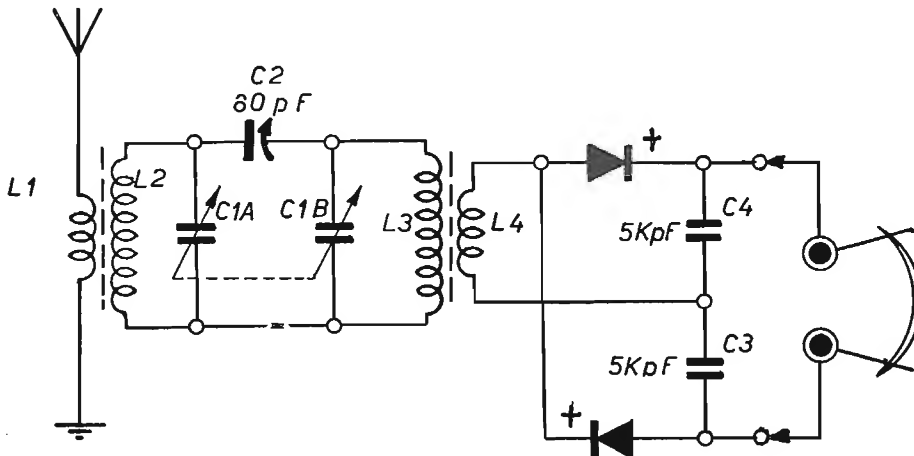


Fig. 1.24. - Apparecchio a due circuiti accordati e a due cristalli di germanio.

di ricambio per apparecchi radio; sono due *bobine d'antenna*. Gli avvolgimenti L1 e L4 sono eguali, ossia sono i primari; così pure per gli avvolgimenti L2 e L3. In tal modo l'apparecchio è provvisto di due circuiti di sintonia, uno formato dalla bobina L2 e dalla sezione del variabile C1A, e l'altro formato dalla bobina L3 e dall'altra

sezione del variabile, C1B. Il condensatore variabile deve essere provvisto di due sezioni eguali, della stessa capacità, e con le lamine sagomate nello stesso modo, in quanto sono monocomandate da una sola manopola.

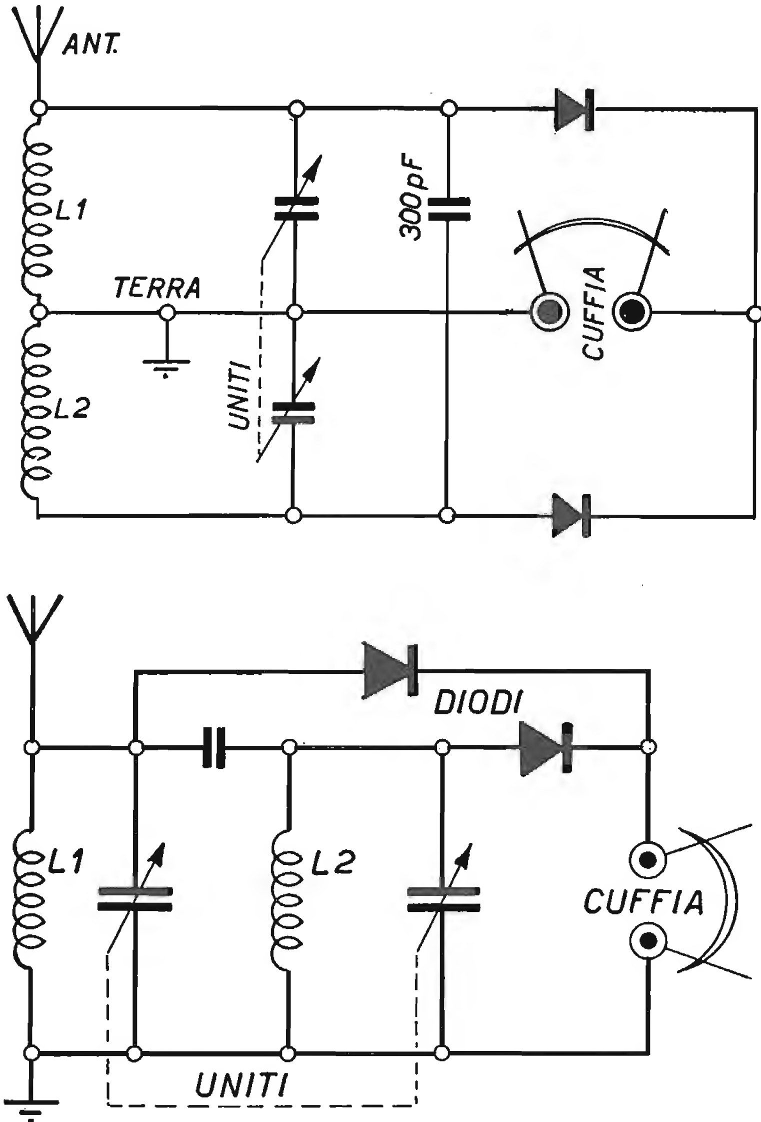


Fig. 1.25. - Altro esempio di apparecchio a due circuiti accordati e a due cristalli di germanio. I due schemi sono identici; sono soltanto disegnati in modo diverso.

I due diodi rivelatori vengono disposti in opposizione, come indicato dalla figura.

Un altro schema, molto simile, è quello di fig. 1.25. In questo esempio al posto dei due trasformatori AF vi sono due bobine, L1 e L2. Formano i due circuiti di sintonia insieme alle due sezioni del condensatore variabile doppio. I due circuiti sono accoppiati con un condensatore fisso di 300 pF. Nella figura sono riportati due schemi; gli schemi sono identici. I due schemi mostrano al lettore come uno stesso schema possa venir disegnato in due modi diversi.

Le due bobine, L1 e L2, sono costituite da un avvolgimento di 90 spire, di filo da 3 decimi doppio cotone, sopra un tubo isolante di 3 centimetri di diametro

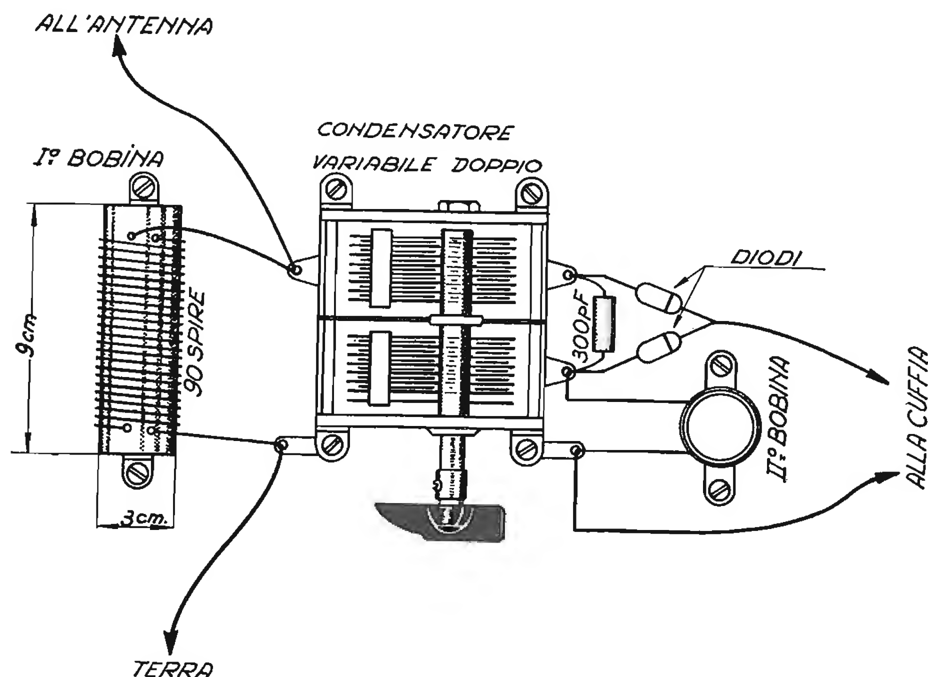


Fig. 1.26. - Esempio di componenti e collegamenti per l'apparecchio di cui la figura precedente.

esterno. Il condensatore fisso può essere di capacità minore; se è necessaria una selettività più spinta, può scendere anche a 10 o 20 picofarad.

La fig. 1.26 mostra come possono venir disposti i componenti dell'apparecchio. La sola cautela necessaria è che le bobine non si trovino troppo vicine e affiancate; è necessario siano distanti e ad angolo retto. È anche necessario che non si trovino troppo vicine a parti metalliche, ad es. il telaio metallico, oppure il condensatore variabile.

Principio della riproduzione sonora con cuffia.

LA CUFFIA TELEFONICA D'ASCOLTO. — Il principio è quello del telefono di *Meucci*, di cui la fig. 1.27. Sopra una delle estremità di un cilindretto d'acciaio magnetizzato è infilato un rocchetto di sottilissimo filo di rame isolato, e davanti ad esso è posto un dischetto di ferro dolce, la *membrana*. L'insieme è contenuto in una custodia di materiale plastico. Se una corrente fluisce nel rocchetto, essa determina l'accrescimento della forza di attrazione del magnete sulla membrana, che perciò si piega verso di esso. Se l'intensità della corrente varia rapidamente, la membrana segue tali variazioni e riproduce un suono.

La cuffia telefonica d'ascolto è costituita da due *auricolari*, appoggiabili contro ciascun orecchio, nell'interno dei quali è presente un magnete permanente a ferro di cavallo (fig. 1.28), con le estremità piegate verso l'alto, che ne costituiscono i poli.

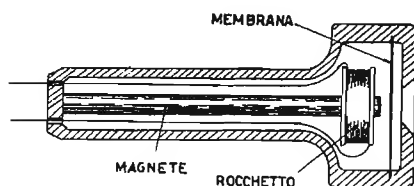


Fig. 1.27. - PRINCIPIO DELLA RIPRODUZIONE DELLA VOCE E DEI SUONI.

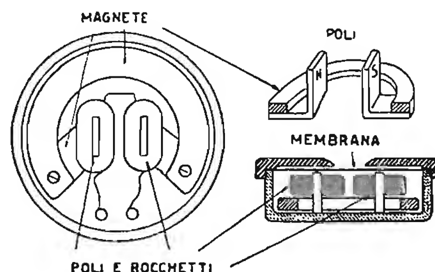


Fig. 1.28. - ELEMENTI DELLA CUFFIA TELEFONICA NORMALE.

Essi portano i *rocchetti*. La membrana è in tal modo sollecitata da due poli, e la corrente fluisce nei due rocchetti, collegati in serie, entro ciascun auricolare. Il magnete permanente è necessario poiché la forza di attrazione esercitata sulla membrana è proporzionale al quadrato della densità di flusso presente nell'intercapedine tra la membrana e i poli sottostanti.

La *sensibilità* della *cuffia* d'ascolto è molto elevata, tanto da rivelare la presenza di tensioni di qualche milionesimo di volt. Per una buona ricezione è sufficiente una corrente di appena 5 microampere, ma una buona cuffia deve poter rivelare correnti molto più deboli. La sensibilità dipende dall'intensità del campo magnetico, dal numero di spire di ciascun rocchetto (alcune migliaia), dalla distanza tra la membrana e i poli, nonché da altri fattori. La membrana non deve però trovarsi troppo vicina ai poli per evitare di toccarli durante la vibrazione. A volte la distanza della membrana dai poli è regolabile.

La *resistenza della cuffia* può essere bassa, da 75 a 100 ohm per auricolare, oppure alta, da 1 000, 2 000 o 3 000 ohm per auricolare. Quelle a bassa resistenza sono utilizzate per la telefonia, sono provviste di rocchetti di filo relativamente grosso, in quanto vengono percorsi da correnti abbastanza intense. Quelle ad alta resistenza

sono adatte per l'ascolto dei segnali radio, ed il filo dei loro rocchetti è molto sottile. L'elevata resistenza è necessaria sia per evitare un carico eccessivo ai capi del circuito, sia perché cristallo e cuffia si comportano come un divisore di tensione, per cui se la resistenza della cuffia è bassa, è bassa anche la tensione che si determina ai suoi capi.

L'*impedenza della cuffia* differisce dalla resistenza in quanto quest'ultima si riferisce alla opposizione che il filo dei suoi rocchetti presenta al passaggio della *corrente continua*, mentre l'impedenza si riferisce all'opposizione presentata dai rocchetti stessi, in quanto avvolti, a variazioni di corrente, quindi alle correnti a bassa frequenza. Essa non è costante, ma varia con la frequenza, ed è proporzionale ad essa, per cui a frequenze assai elevate anche l'impedenza è altrettanto elevata. È per questo che la corrente oscillante non può passare attraverso i rocchetti; qualora sia presente trova una via di fuga attraverso la *capacità distribuita*, esistente tra uno strato e l'altro dei rocchetti stessi.

CUFFIA BILANCIATA O BALDWIN. — Nelle cuffie di tipo normale, la membrana metallica è costantemente piegata verso il magnete sottostante, in quelle di tipo bilanciato vi è invece una membrana di *mica*, simile a quella dei fonografi, ed il suo movimento è comandato da un ago che fa capo ad un apposito equipaggio mobile (fig. 1.29). Esso è costituito da una sottile e leggera armatura di ferro mobile intorno ad un fulcro centrale, e disposta tra i poli affacciati del magnete. In assenza di corrente, l'azione dei poli sull'armatura risulta *bilanciata* e la membrana è in posi-

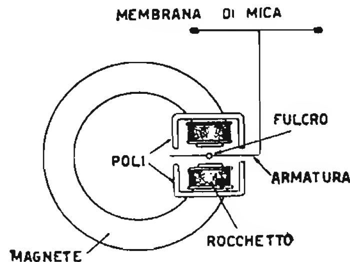


Fig. 1.29. - PRINCIPIO DELLA CUFFIA BILANCIATA E DEL DIFFUSORE MAGNETICO.

zione normale. Non appena è presente una corrente, ha luogo l'attrazione dell'armatura che si muove intorno al proprio fulcro, e comunica il suo movimento alla membrana. Sono possibili forti riproduzioni sonore senza eccessiva distorsione.

CUFFIA A BOBINA MOBILE. — In questo tipo, la membrana è di leggera lega di alluminio ed è curvata a duomo verso il centro, come in fig. 1.30. Al posto dei due rocchetti vi è una leggerissima bobina di filo, collocata sotto l'orlo della membrana,

e libera di muoversi tra le espansioni polari del magnete permanente. In presenza di corrente BF, la bobina è sollecitata a muoversi per la presenza del campo magnetico, e determina il movimento della membrana. Il movimento della bobina mobile è proporzionato al prodotto dell'intensità della corrente per quella del campo magnetico.

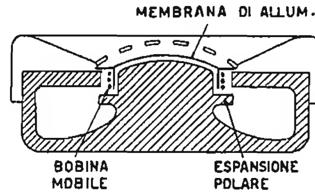


Fig. 1.30. - PRINCIPIO DELLA CUFFIA A BOBINA MOBILE. È questo pure il principio degli altoparlanti, con la differenza che la bobina mobile è collegata alla sommità di un cono di carta.

La membrana è fissata, mediante supporti elastici, alla calotta metallica. Cuffie di questo tipo sono ad alta fedeltà di riproduzione, in quanto riproducono con notevole uniformità le frequenze entro una vasta gamma. Sono adatte per riproduzioni musicali.

CUFFIA A CRISTALLO PIEZOELETTRICO. — Alcuni cristalli, tra cui il sale di Rochelle, il quarzo, la tormalina, ecc., si contraggono e si dilatano a seconda del senso della tensione che ad essi viene applicata. È questo un aspetto del *fenomeno della piezoelettricità.* Di esso si approfitta per la costruzione di particolari cuffie d'ascolto, nelle quali al posto del magnete e dei rocchetti vi è un cristallo piezoelettrico, disposto con una delle punte in contatto con il centro della membrana, e con l'altro in contatto con la custodia. A variazioni della tensione applicata corrispondono variazioni delle dimensioni del cristallo, ossia dilatazioni e contrazioni che vengono comunicate alla membrana, la quale in tal modo vibra. Presentano impedenza elevatissima e sono utili in casi particolari.

CAPITOLO SECONDO

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'APPARECCHIO RICEVENTE

Compiti dell'apparecchio radio ricevente.

L'apparecchio radio ricevente ha i seguenti sei compiti:

a) captare le onde radio, mediante la propria antenna;

b) accordarsi alla frequenza dell'onda radio che deve venir ricevuta;

c) amplificare il segnale radio;

d) convertirlo in segnale audio;

e) amplificare il segnale audio;

f) convertire il segnale audio in voci e suoni, con il proprio altoparlante.

CAPTAZIONE DELLE ONDE RADIO. — Tutti gli apparecchi radio per onde medie sono provvisti di *antenna*, incorporata nel loro interno, insieme agli altri componenti. Si tratta generalmente di un'*antenna magnetica*, consistente di una bacchetta di ferrite, sulla quale vi è un avvolgimento di filo di rame, isolato, costituente la *bobina d'antenna*. Per la captazione delle onde corte, e per quella delle onde a modulazione di frequenza (ultracorte) è utilizzata una antenna esterna, fissata al mobile dell'apparecchio, e costituita da un trattato di filo o da un'asticciola metallica o da più tubetti metallici rientranti, a disposizione telescopica, o anche da due asticciole. Per la captazione delle onde a modulazione di frequenza (FM) è usata una particolare antenna, accordata sulla lunghezza dell'onda da ricevere, detta *antenna a dipolo*. Inoltre i ricevitori di classe, e tutti gli apparecchi riceventi per onde corte e ultracorte siano essi per uso dilettantistico o professionale, sono provvisti di presa per antenna esterna.

Il connettore è generalmente di tipo coassiale e prevede l'uso di cavo schermato ad impedenza costante per il collegamento dell'antenna.

In questi casi si tratta di antenne direttive o omnidirezionali, calcolate per captare col massimo guadagno una ristretta gamma di frequenze.

Nel capitolo decimo sono ampiamente descritti i principali tipi di antenne in uso.

ORGANI DI SINTONIA. — Sono costituiti da un certo numero di circuiti accordati, dei quali è già stato detto nel capitolo precedente. Ciascuno di essi è formato da un condensatore e da una bobina d'induttanza.

L'apparecchio è provvisto di un *comando di sintonia*, con manopola, e da una *scala di sintonia*, detta anche *scala parlante*. Le varie emittenti ricevibili sono indicate sulla scala di sintonia; un *indice mobile* può venir spostato da un estremo all'altro della scala; la sua posizione indica su quale emittente è accordato l'apparecchio.

Gli organi di sintonia si comportano come dei filtri; delle molte onde radio presenti all'esterno dell'apparecchio, una sola può passare attraverso di esso, e venir ricevuta.

Si suol dire che vi sono *onde radio* nello spazio, e che vi sono *segnali radio* nei circuiti dell'apparecchio. L'antenna, captando un'onda radio, la converte in un *segnale radio*.

AMPLIFICAZIONE DEL SEGNALE RADIO. — Compito essenziale dell'apparecchio radio è di amplificare il segnale radio presente alla sua entrata. A ciò provvedono due (o tre) transistor, come indicato dalla fig. 2.1.

Se all'antenna giungono quattro onde radio a modulazione di ampiezza (onde medie) e una a modulazione di frequenza, gli organi di sintonia provvedono affinché abbia via libera il solo segnale corrispondente ad una delle emittenti; nell'esempio, quello dovuto all'onda radio dell'emittente di Roma.

I transistor provvedono ad amplificare tale segnale. All'uscita del secondo transistor vi è un *segnale radio amplificato*. I segnali a modulazione di frequenza vengono amplificati da tre o anche quattro transistor. Ciò vale per gli apparecchi radio di tipo normale.

RIVELAZIONE. — Come già detto, il segnale radio deve venir convertito in segnale audio per poter essere ricevuto. Il segnale audio deve a sua volta venir amplificato. La conversione del segnale radio in segnale audio è ottenuta mediante un diodo al germanio, detto appunto *diodo rivelatore*. Il principio della rivelazione è stato illustrato nel capitolo primo.

AMPLIFICAZIONE DEL SEGNALE AUDIO. — Il segnale audio così come risulta dalla rivelazione, non è in grado di poter far funzionare l'altoparlante; deve venir amplificato notevolmente. La prima amplificazione è ottenuta mediante un transistor *preamplificatore di bassa frequenza*. Una ulteriore amplificazione può essere ottenuta con un transistor *finale di potenza*.

Salvo casi particolari, generalmente l'amplificazione di potenza è ottenuta con due transistor in controfase, anziché con uno solo come avveniva con le valvole.

Ciò per limitare il consumo e la dissipazione, a parità di potenza d'uscita e distorsione.

L'amplificazione audio è trattata dettagliatamente al cap. V.

CONVERSIONE DEL SEGNALE AUDIO IN VOCI E SUONI. — A ciò provvede l'*altoparlante* dell'apparecchio; esso converte il segnale audio nella vibrazione di un cono diffusore, il quale a sua volta imprime nell'aria i movimenti corrispondenti alle voci e ai suoni. L'altoparlante è descritto in fondo a questo capitolo.

Necessità della conversione di frequenza.

Il segnale radio subisce un'amplificazione molto forte da parte dei transistor amplificatori ad alta frequenza; tale amplificazione varia a seconda dell'ampiezza del

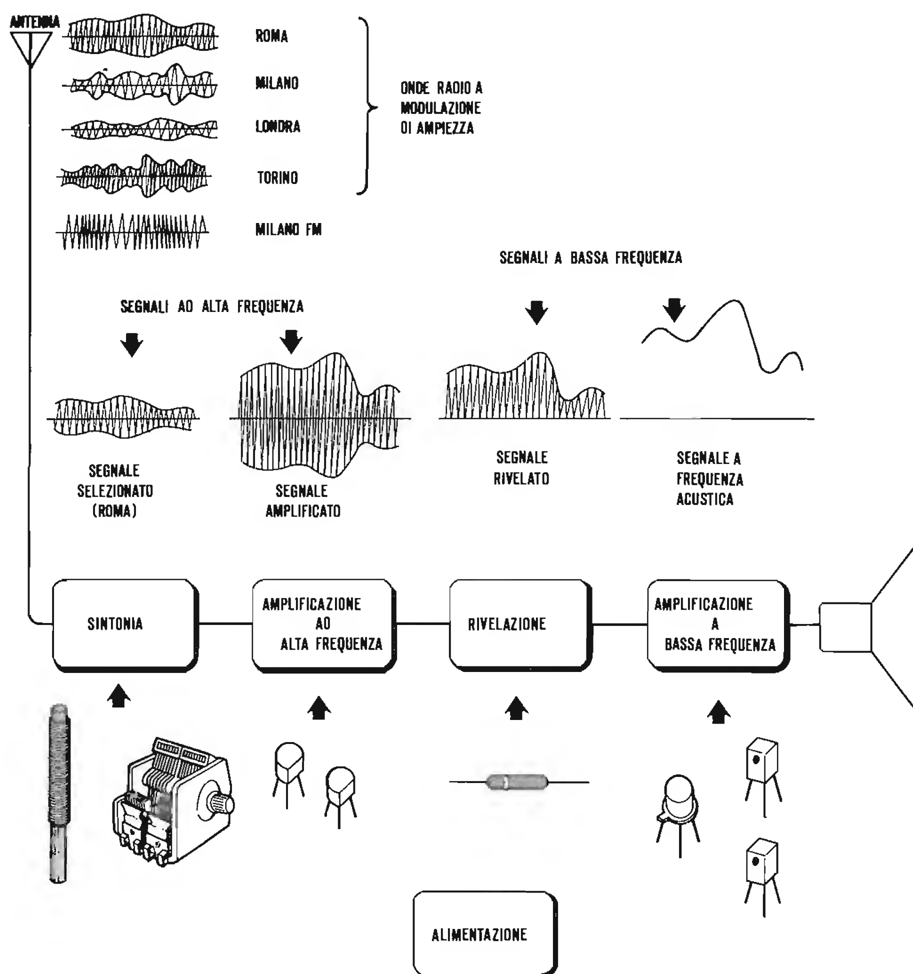


Fig. 2.1. - Parti dell'apparecchio radio e segnali in esse presenti.

segnale radio in arrivo; è maggiore per le emittenti lontane, e minore per quelle locali.

Per effetto della forte amplificazione del segnale radio, l'apparecchio risulterebbe di funzionamento instabile se non si provvedesse in qualche modo. Se, ad esempio, all'uscita dell'ultimo transistor a radio frequenza, l'ampiezza del segnale radio è diecimila volte maggiore di quella all'entrata, è estremamente importante che una parte del segnale radio amplificato non si ripresenti all'entrata. Se ciò dovesse avvenire, si avrebbe il fenomeno della *reazione*.

Mentre la reazione è utile nei piccoli apparecchi, ed è anzi indispensabile per assicurare ad essi una sufficiente sensibilità, essa è invece dannosissima negli apparecchi ad alta amplificazione del segnale radio, ossia negli apparecchi di normale produzione commerciale.

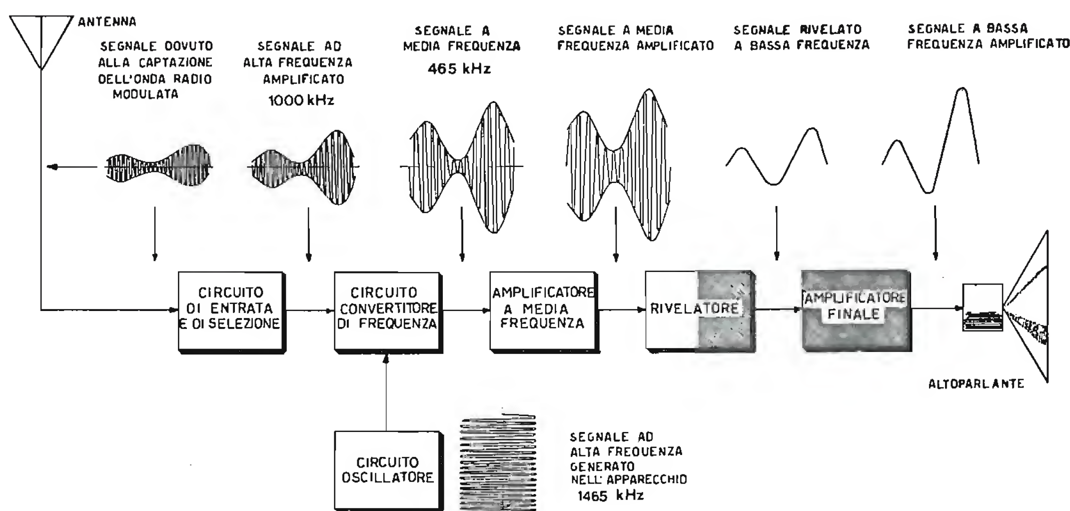


Fig. 2.2. - Schema a blocchi di apparecchio radio-ricevente. La frequenza del segnale in arrivo è convertita in una frequenza diversa, allo scopo di consentirne l'alta amplificazione.

Non è sufficiente provvedere ad accurati schermaggi della seconda valvola e del suo circuito d'uscita, poiché, essendo l'amplificazione molto elevata, è praticamente impossibile che una parte del segnale radio amplificato, non si ripresenti all'entrata. Se ciò avviene, esso viene nuovamente amplificato, oltre il necessario, ed essendo presente ancora all'entrata subisce un'altra amplificazione, sino a trasformare i transistor da amplificatori in oscillatori. L'apparecchio, in queste condizioni, cessa di funzionare quale ricevitore, entra in oscillazione, e il suo altoparlante riproduce un fischio continuo.

Per evitare questo grave inconveniente non vi è altra soluzione sicura al di fuori della conversione di frequenza. Non appena entra nell'apparecchio, il segnale

radio subisce la *conversione di frequenza*, quindi viene amplificato. Se anche retrocede all'entrata, esso non può proseguire, perché gli organi di sintonia non gli concedono via libera, in quanto è ad una frequenza molto diversa. Si comporta come il segnale radio proveniente da un'altra emittente, a frequenza molto diversa da quella in ricezione, e quindi facilmente eliminabile.

Se, ad esempio, l'apparecchio è accordato a 300 metri, e quindi il segnale radio ha la frequenza di 1 000 chilohertz, per prima cosa, la sua frequenza viene convertita in quella, ad es., di 465 chilohertz, quindi viene amplificato. All'uscita della seconda valvola vi è un segnale radio a 465 chilohertz; se esso retrocede all'entrata non determina reazione, perché gli organi di sintonia sono accordati alla frequenza di 1 000 chilohertz, e scartano con facilità il segnale a 465 chilohertz.

La conversione di frequenza del segnale da 1 000 a 465 chilohertz si ottiene in modo abbastanza semplice. È lo stesso primo transistor che, oltre a provvedere ad amplificare il segnale radio, provvede anche a convertirne la frequenza. È detto *convertitore di frequenza*.

Negli apparecchi riceventi per onde corte e negli apparecchi professionali l'amplificazione a RF e la conversione di frequenza sono affidate a due transistor distinti. Ciò al fine di ottenere una maggiore sensibilità all'entrata ed una maggiore stabilità di conversione.

I transistor che seguono il convertitore hanno il compito di amplificare il segnale a media frequenza e vengono detti *amplificatori a media frequenza* (MF) o *a frequenza intermedia* (FI). Sono generalmente in numero di due.

La media frequenza.

Qualunque sia la frequenza del segnale presente all'entrata dell'apparecchio, essa viene convertita nella media frequenza di valore costante. Tale valore può differire da un apparecchio all'altro ed è generalmente compreso tra 450 e 470 chilohertz. Se, ad es., la media frequenza dell'apparecchio è di 465 kHz, tutti i segnali ricevibili, qualunque sia la loro frequenza, vengono convertiti nella frequenza fissa e costante di 465 kHz.

Qualora, ad es., l'apparecchio sia in grado di ricevere tutta la gamma delle onde medie, corte e cortissime, dal segnale a 500 kHz sino al segnale a 25 000 kHz, pari a 25 megahertz, tutti questi segnali vengono convertiti in quello di 465 kHz. Ciò offre il notevole vantaggio di impiegare circuiti accordati a frequenza fissa, costituiti da bobine e da condensatori fissi, come indicato in fig. 2.3 in basso. Tali circuiti accordati a *frequenza fissa*, ossia a media frequenza, sono normalmente tre, e ciascuno forma un *trasformatore a media frequenza.*

L'oscillazione locale.

La conversione di frequenza del segnale AF è ottenuta sovrapponendo ad esso un altro segnale prodotto dallo stesso apparecchio radio.

Il segnale prodotto dall'apparecchio radio è di frequenza eguale alla somma della frequenza del segnale AF e della media frequenza. È detto *segnale d'oscillatore locale.*

Se la media frequenza è, come detto, di 465 kHz e se la frequenza del segnale AF in arrivo è di 1 000 kHz, l'apparecchio radio produce un segnale locale a frequenza pari a 465 + 1 000 = 1 465 kHz.

Sovrapponendo al segnale AF in arrivo, di 1 000 kHz, quello generato dall'apparecchio radio, di 1 465 kHz, la frequenza del segnale in arrivo viene convertita da quella a 1 000 kHz nell'altra a 465 kHz.

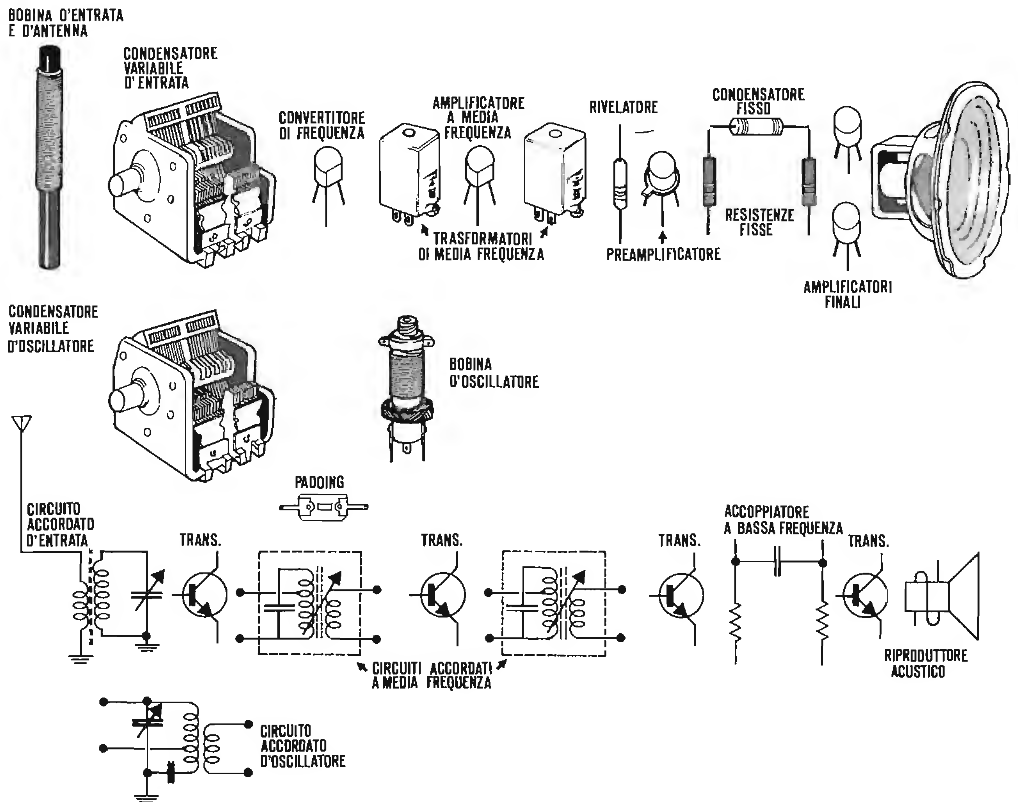


Fig. 2.3. - In alto, aspetto dei principali componenti dell'apparecchio radio; in basso, simboli grafici corrispondenti.

Nello stesso modo, se l'apparecchio radio viene accordato su una stazione trasmittente ad onde cortissime e se tali onde, captate dall'antenna, determinano alla sua entrata un segnale AF a 25 kHz, l'oscillatore dell'apparecchio radio genera un

segnale AF a 25 465 kHz; la sovrapposizione dei due segnali, quello d'entrata a 25 000 kHz e quello d'oscillatore di 25 465 kHz, causa la conversione di frequenza del segnale AF in arrivo da 25 000 a 465 kHz.

Qualunque sia la frequenza del segnale causato dalla captazione delle onde radio, esso viene sempre convertito in quella fissa e costante della media frequenza.

Gli apparecchi radio di questo tipo sono detti *apparecchi a supereterodina*.

Il circuito supereterodina è quasi universalmente adottato nella ricezione radio ed anzi negli apparati ad onde corte per radioamatori, per la Citizen's Band e nei professionali in genere, la conversione avviene due volte, e si hanno quindi due oscillatori locali e due frequenze intermedie.

Tuttavia non è questo l'unico sistema di ricezione, ed è opportuno qui ricordare gli altri tipi di circuiti frequentemente usati dai dilettanti perché più semplici e di più facile messa a punto.

Circuito ad amplificazione diretta. — Era soprattutto usato negli antichi apparecchi radio provvisti di valvole a bassa amplificazione in cui era facile evitare l'autooscillazione. Con tale circuito non si raggiunge una grande sensibilità ed è perciò adatto per segnali forti. Inoltre tutti i circuiti accordati sono variabili e richiedono condensatori variabili a molte sezioni.

Circuito rivelatore in reazione. — Consiste nella retrocessione controllata di una piccola parte del segnale amplificato in modo che il transistor amplificatore lavora al limite dell'innesco, ed in tale condizione rivela direttamente il segnale. È molto usato nei piccoli ricevitori per le onde corte. Ha buona sensibilità e selettività discreta (vedi pag. 133, fig. 7.2).

Circuito superreattivo. — È un circuito a reazione in cui l'amplificazione del transistor è bloccata periodicamente al limite dell'innesco ad una frequenza ultrasonica. La ricezione è caratterizzata da un forte fruscìo che scompare allorché si capta un segnale. Può essere usato solo per frequenze elevate, particolarmente per VHF; rivela bene sia segnali in AM che segnali in FM. È molto sensibile, ma di scarsa selettività.

Circuito reflex. — Particolarmente usato in apparecchi a 2÷3 transistor per onde medie e corte.

Qui il transistor amplificatore a RF svolge anche la funzione di amplificatore del segnale di BF rivelato da uno o due diodi.

Circuito sincrodina. — È detto anche a « battimento zero ». È un caso particolare di supereterodina in cui l'oscillatore locale risuona alla stessa frequenza del segnale in arrivo. Se le due frequenze sono esattamente in fase, si ottiene come risultante il segnale modulante di BF.

Tale segnale è tuttavia molto debole e va perciò fortemente amplificato in bassa frequenza.

La complessità dei circuiti di controllo di fase e di frequenza e l'alto grado di amplificazione in BF richiesti hanno finora reso praticamente non conveniente tale sistema.

Con l'avvento dei circuiti integrati operazionali e dei PLL in C/MOS la sincrodina è ora più facilmente realizzabile ed infatti essa viene da più parti riproposta.

Principio fisico della conversione di frequenza.

Il cambiamento di frequenza si basa sul principio fisico generale per il quale dalla composizione di due vibrazioni aventi frequenza diversa si ottengono altre vibrazioni, dette *battimenti*, corrispondenti alla loro somma algebrica. Se si tratta di due vibrazioni alla stessa frequenza e in fase tra di loro si ottiene la somma delle ampiezze, ossia un'unica vibrazione ad ampiezza maggiore. Ma se le due vibrazioni hanno frequenza diversa vengono necessariamente a trovarsi a volte in fase, e allora le loro ampiezze si sommano, ed a volte in controfase, ed allora le

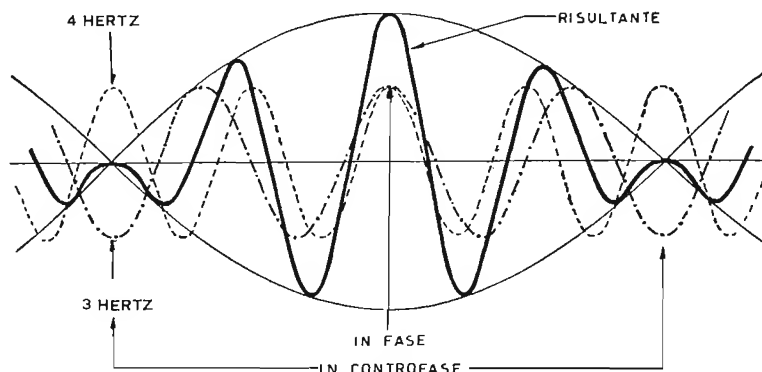


Fig. 2.4. - **PRINCIPIO DELLA CONVERSIONE DI FREQUENZA.** Le due curve tratteggiate, della stessa ampiezza e di diversa frequenza, indicano due segnali sovrapposti. Dalla somma delle due curve tratteggiate risulta la curva piena, la cui ampiezza varia.

loro ampiezze si sottraggono. Vi è una somma e una differenza che si ripetono ritmicamente, ossia l'ampiezza varia ritmicamente. È questa variazione ritmica di ampiezza che costituisce la nuova frequenza.

Ciò vale per le vibrazioni in genere, per quelle meccaniche come per le onde sull'acqua, per i suoni come per le correnti alternate. La stessa modulazione delle onde radio consiste nella sovrapposizione di due frequenze diverse.

Per constatare come ciò avvenga basta disegnare su un foglio di carta due sinusoidi, una corrispondente alla frequenza 4 e, sopra di essa, l'altra alla frequenza 3, come in fig. 2.4. Al centro della figura le due sinusoidi sono fatte coincidere, sono cioè in fase, per cui le loro ampiezze si sommano. A destra e a sinistra non sono più in fase e ai due estremi della figura sono in opposizione di fase, sono in controfase, ossia le loro ampiezze sono opposte; alla semionda positiva di una sinusoide si oppone la semionda negativa dell'altra. Si ottiene in tal modo una sot-

trazione, la semionda positiva meno la semionda negativa, e poiché le due ampiezze sono eguali, ne risulta zero. Se si tien conto della variazione di ampiezza della sinusoide risultante si può notare che la sua frequenza è di 1 hertz. Si ricordi quanto avviene per i segnali radio modulati, i quali devono venir rettificati affinché da essi si ottenga la frequenza di modulazione, il suono. Anche in questo caso per ottenere la sola frequenza di 1 hertz occorre provvedere alla rettificazione della sinusoide risultante, con un rivelatore qualsiasi. A ciò provvede lo stadio convertitore, per cui un tempo si chiamava *primo rivelatore*. Dalla rettificazione della risultante di fig. 2.4 si ottiene la frequenza di 1 hertz di fig. 2.5. Essa è costituita da 3 sole semionde, ma nel caso di radiofrequenze tali semionde sono centinaia di migliaia e si comportano come un'unica corrente.

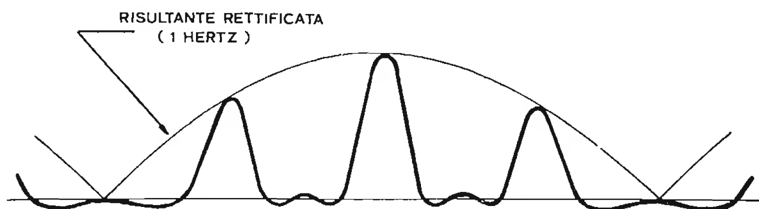


Fig. 2.5. - **PRINCIPIO DELLA CONVERSIONE DI FREQUENZA.** Dalla rettificazione della curva risultante della figura precedente si ottiene una nuova frequenza di conversione (media frequenza) pari alla differenza tra le due frequenze sovrapposte.

Ma un apparecchio radio moderno, per onde medie, corte e cortissime deve ricevere moltissime emittenti, da quella a 500 chilohertz sino a quella a 25 000 chilohertz. Sembra debba essere difficilissimo ottenere il cambiamento di frequenza di tutte queste frequenze in un'unica frequenza fissa, per es. quella di 100 chilohertz. In realtà questa difficoltà non esiste. Nel caso di fig. 2.4, la frequenza 3 simboleggia la frequenza dei segnali radio in arrivo, e la frequenza 1 quella fissa. Se invece della frequenza 3 fosse presente la frequenza 7, basterebbe che invece della frequenza 4 vi fosse la frequenza 8. Così se si volesse cambiare la frequenza di 10 000 Hz in quella di 1 Hz basterebbe sovrapporla con altra di 10 001 Hz. Per cambiare la frequenza di 500 kHz in quella di 100 kHz, basta sovrapporla con la frequenza di 600 kHz, e per cambiare quella di 25 000 kHz nella stessa di 100 kHz, basta sovrapporla con quella di 25 100 kHz. S'intende che, come detto, le due frequenze vanno prima sovrapposte e poi rettificate, cosa questa alla quale provvede automaticamente il transistor convertitore.

PRINCIPIO DELLA SUPERETERODINA. — Il cambiamento di frequenza dei segnali AF in arrivo si ottiene approfittando del principio fisico indicato. La prima parte degli apparecchi attuali è costituita dallo *stadio convertitore di frequenza* (fig. 3.6) costituito da due parti distinte: l'*oscillatore* che produce la *corrente oscillante locale*, e il *sovrappositore* nel quale la corrente oscillante in arrivo (segnale AF)

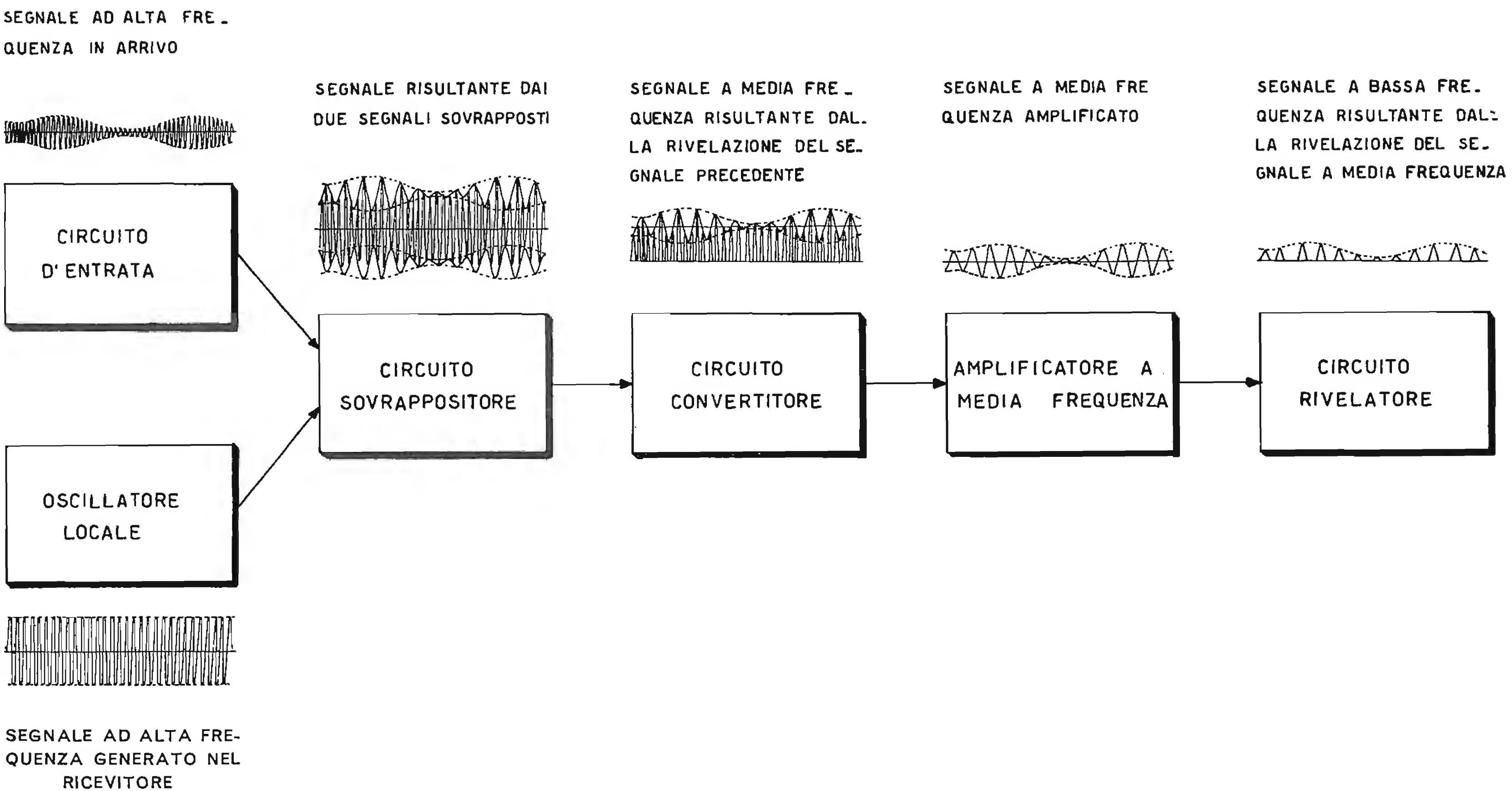


Fig. 2.6. - Principio degli apparecchi radio a conversione di frequenza (supereterodina).

viene sovrapposta a quella fissa e costante, presente all'uscita del sovrappositore.

In modo semplice si ottiene che la frequenza della corrente oscillante locale sia sempre superiore a quella dei segnali AF in arrivo del valore della media frequenza, per es. di 470 chilohertz. Vi sono due circuiti accordati, ciascuno provvisto del proprio condensatore variabile (fig. 2.3). Uno di essi si trova tra l'antenna e il transistor convertitore di frequenza. Vien detto *circuito accordato d'entrata*. L'altro appartiene all'oscillatore e vien detto *circuito accordato d'oscillatore*.

Il circuito accordato d'oscillatore è simile a quello d'entrata, con la differenza che la sua bobina ha un'induttanza minore, ossia alcune spire in meno, dato che deve essere accordato ad una frequenza superiore. I due condensatori variabili, quello del circuito d'entrata e quello del circuito d'oscillatore, sono identici, montati sullo stesso asse, e comandati dalla stessa manopola di sintonia. Appunto perché comandati dalla stessa manopola, essi si spostano insieme, nello stesso modo, per cui la frequenza del circuito accordato d'oscillatore ha una frequenza che è sempre egualmente superiore a quella del circuito d'entrata.

Poiché i due condensatori variabili sono di capacità identica, e dato che quello d'oscillatore dovrebbe avere invece una capacità minore, data la frequenza superiore, si provvede a diminuire la capacità del condensatore variabile d'oscillatore mediante un condensatore fisso posto in serie, detto *correttore* o *padding*. È indicato in fig. 2.3.

Talvolta invece, specialmente nel caso di ricevitori portatili, le due sezioni del variabile sono diverse per costruzione e in tal caso il padding è eliminato.

COME SI PRODUCE LA CORRENTE OSCILLANTE PER IL CAMBIAMENTO DI FREQUENZA. — Qualsiasi transistor in reazione può venir usato per produrre la corrente oscillante locale necessaria per il cambiamento di frequenza dei segnali AF in arrivo. Il loro circuito di collettore è variamente accoppiato a quello di base o di emittore (fig. 2.7) e in tal modo il segnale già amplificato una prima volta, ritornando all'entrata, viene amplificato ancora, ciò che consente di ottenere amplificazioni notevoli con un solo transistor. Se l'accoppiamento tra i circuiti di entrata e di uscita è eccessivo, allora il transistor da ricevente diventa trasmittente, si innesca ed entra in oscillazione, con uno scambio continuo di energia da un circuito all'altro. Se, ad es., si sta ricevendo una stazione a 1 000 chilohertz con un apparecchietto ad un transistor in reazione e si aumenta troppo la reazione, il transistor ad amplificatore diventa oscillatore; produce una corrente oscillante anch'essa a 1 000 chilohertz, corrente che giunge all'antenna, dalla quale si diffondono onde radio di 300 metri, con notevole disturbo per gli apparecchi vicini accordati sulla stessa stazione, ossia sulla stessa frequenza.

Se si varia la sintonia dell'apparecchietto, varia pure la frequenza della corrente oscillante prodotta. Essa dipende dalla posizione del condensatore variabile, e se l'apparecchio può ricevere stazioni comprese tra 500 e 1 500 chilohertz, può anche produrre correnti oscillanti la cui frequenza è compresa tra 500 e 1 500 chilohertz.

In *A* di fig. 2.7 è indicato un esempio classico di transistor oscillatore col circuito di collettore accoppiato capacitivamente al circuito di emittore mediante una presa della bobina.

Il grado di accoppiamento dipende dal numero di spire tra la presa e l'alimentazione positiva e dal valore del condensatore.

In molti apparecchi, specie in quelli di tipo economico, è usato un solo transistor (vedi circuito *B* di fig. 2.7) con la duplice funzione di amplificatore-mescolatore e oscillatore locale.

Qui l'accoppiamento tra ingresso e uscita del transistor è induttivo e capacitivo, mediante una *bobina di reazione* sul circuito di collettore e un condensatore che collega la base a una presa del circuito oscillatore.

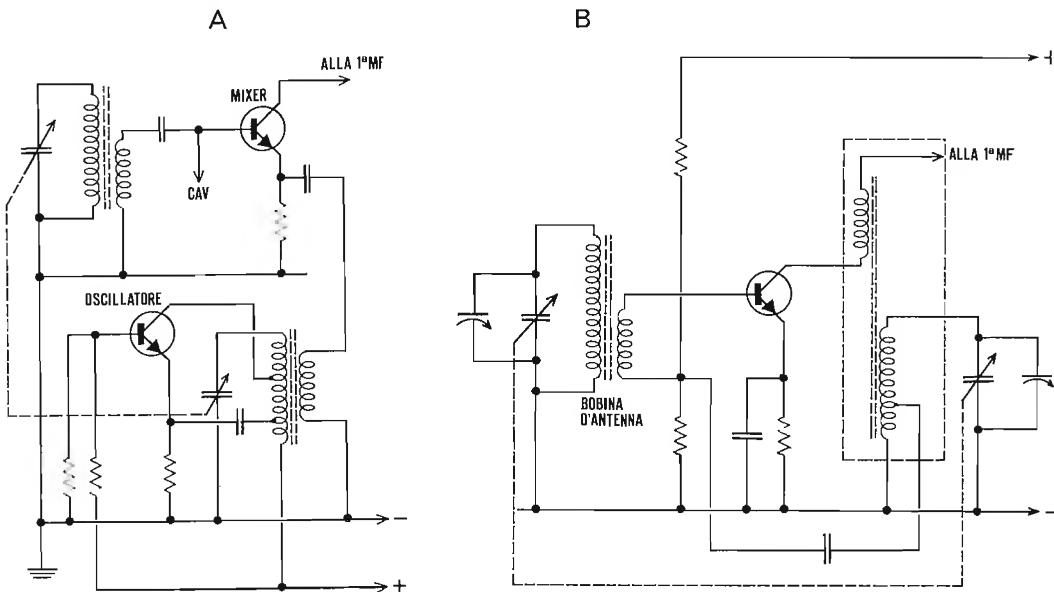


Fig. 2.7. - **ESEMPI DI CIRCUITI D'OSCILLATORE.** In A il circuito d'oscillatore è completamente separato da quello d'entrata; in B è utilizzato un solo transistor quale oscillatore locale e mixer.

PRINCIPIO DEL TRANSISTOR CONVERTITORE. — Sia che lo stadio convertitore preveda un transistor oscillatore separato, sia che la funzione di oscillatore locale sia svolta dallo stesso transistor miscelatore, sul collettore di quest'ultimo avremo in entrambi i casi un segnale della frequenza risultante dal battimento tra quella prodotta dall'oscillatore locale e quella captata dal circuito di ingresso del ricevitore.

In verità vi sono anche altre frequenze spurie presenti sul collettore, le quali però vengono eliminate dal primo trasformatore di MF che è accordato sul valore della media frequenza e lascia proseguire solo questa verso gli stadi successivi.

Questa media frequenza contiene ancora intatte tutte le informazioni (modulazione del segnale) presenti all'entrata del ricevitore.

Il primo trasformatore MF è normalmente collegato in serie alla bobina di reazione, e se questa è sostituita da una presa sulla bobina oscillatrice il collegamento si effettua mediante una seconda presa sulla stessa bobina (vedi fig. 2.8 *A*).

Il transistor convertitore quindi ha il compito di amplificare, oscillare e convertire la frequenza del segnale captato.

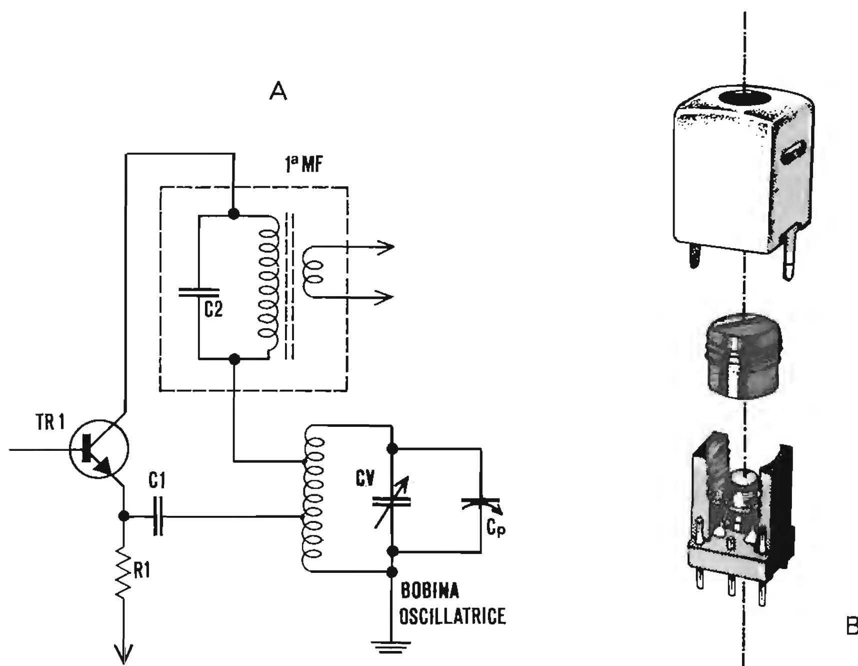


Fig. 2.8. - Stadio convertitore con I° trasformatore di media frequenza A. In B sono visibili le parti costituenti di un trasformatore di MF.

I *circuiti accordati a frequenza variabile*, ossia provvisti di condensatore variabile, sono due, quello d'entrata e quello d'oscillatore come appare chiaro dallo schema di fig. 2.9. Come già detto, il circuito accordato d'oscillatore si trova sempre ad una frequenza superiore a quello d'entrata, per il fatto che la sua bobina ha una minore induttanza e anche perché un condensatore fisso, il *correttore*, diminuisce la capacità del condensatore variabile. I due condensatori variabili sono eguali e posti uno di seguito all'altro, in modo da formare un unico variabile a due sezioni, comandato dalla manopola di sintonia dell'apparecchio.

La fig. 2.10 illustra un altro esempio di stadio convertitore, in cui la reazione è ottenuta per accoppiamento capacitivo sull'emittore del transistor convertitore.

Anche in questo caso, come nel circuito di fig. 2.9, la bobina di reazione è sul collettore in serie al primo trasformatore di MF.

Principio dell'amplificazione a media frequenza.

L'amplificatore a media frequenza è ottenuta mediante due transistor intercalati da tre circuiti accordati a frequenza fissa, ossia a media frequenza, contenuti entro uno schermo metallico e formanti i *tre trasformatori di media frequenza* (fig. 2.11). Ogni trasformatore MF è costituito da un circuito accordato a media fre-

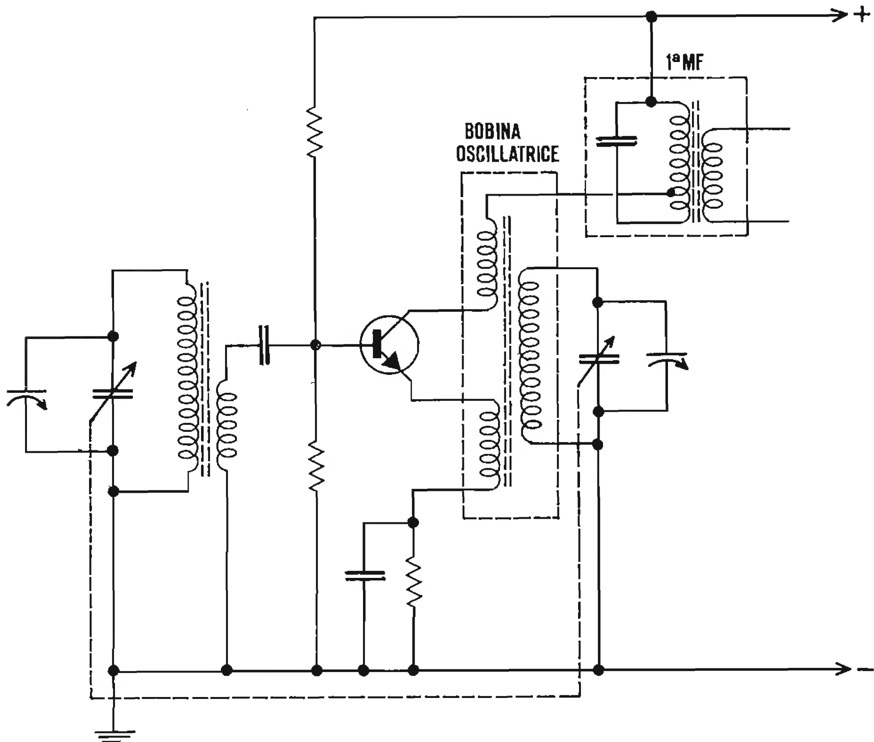


Fig. 2.9. - Circuito completo del transistor convertitore. Gli accoppiamenti sono in questo caso tutti induttivi.

quenza regolabile mediante nucleo a coppetta in ferrite e da un avvolgimento di poche spire destinato a trasferire il segnale sulla base del transistor dello stadio successivo alla giusta impedenza d'ingresso. Un contenitore in alluminio, generalmente di forma parallelepipeda, assicura la schermatura dei circuiti (vedi fig. 2.8). I tre circuiti accordati a media frequenza determinano in gran parte la selettività

dell'apparecchio ricevente. In tal modo i circuiti accordati sono complessivamente quattro, tenendo conto di quello a frequenza variabile posto all'entrata del ricevitore. Negli apparecchi a valvole erano invece presenti due trasformatori a media frequenza, contenenti però ciascuno due circuiti accordati a frequenza fissa.

In totale, quindi i circuiti accordati erano cinque, compreso quello variabile d'entrata.

I tre circuiti a MF vengono tarati all'atto della messa a punto dell'apparecchio, ossia vengono accordati alla stessa frequenza, compresa tra 450 e 470 kHz, che varia da un costruttore all'altro, ma che potrebbe essere la stessa per tutti come avviene negli Stati Uniti, dove la MF è di 455 kHz.

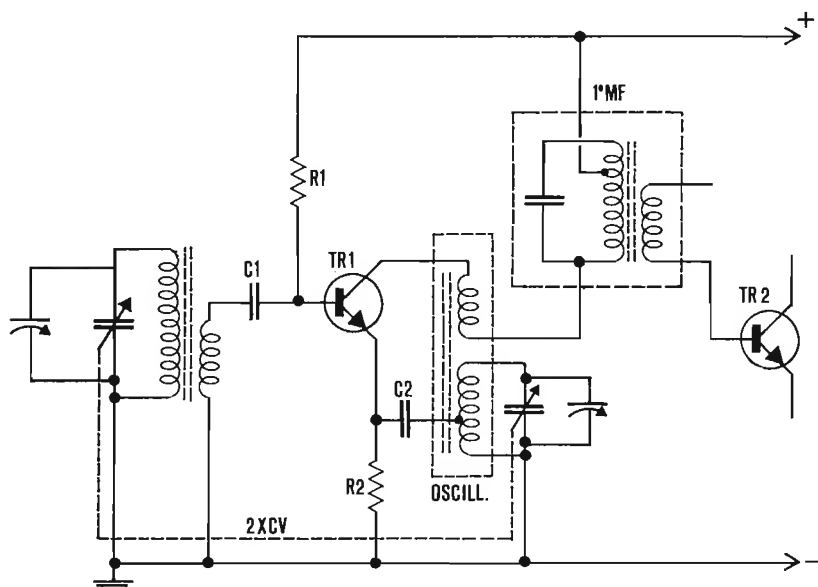


Fig. 2.10. - Altro esempio di stadio convertitore.

Essa è stata adottata per ovviare al maggiore inconveniente della supereterodina, quello dell'*interferenza d'immagine.* Consiste nel fatto che una qualsiasi stazione emittente, per es. quella a 1 000 kHz, può essere ricevuta sia quando l'oscillatore è a frequenza maggiore sia quando è a frequenza minore, purché la differenza sia quella della media frequenza. Se, per es., la MF è di 470 kHz, la stazione a 1 000 kHz si riceve sia quando l'oscillatore è a 1 470 kHz, ossia 1 000 + 470 kHz, sia quando è a 530 kHz, poiché in questo caso 1 000 — 470 = 530 kHz. La stessa emittente può venir dunque ricevuta su due punti della scala.

Tutti gli apparecchi attuali potrebbero funzionare con la frequenza dell'oscillatore minore di quella del segnale AF in arrivo anziché, come avviene, con la fre-

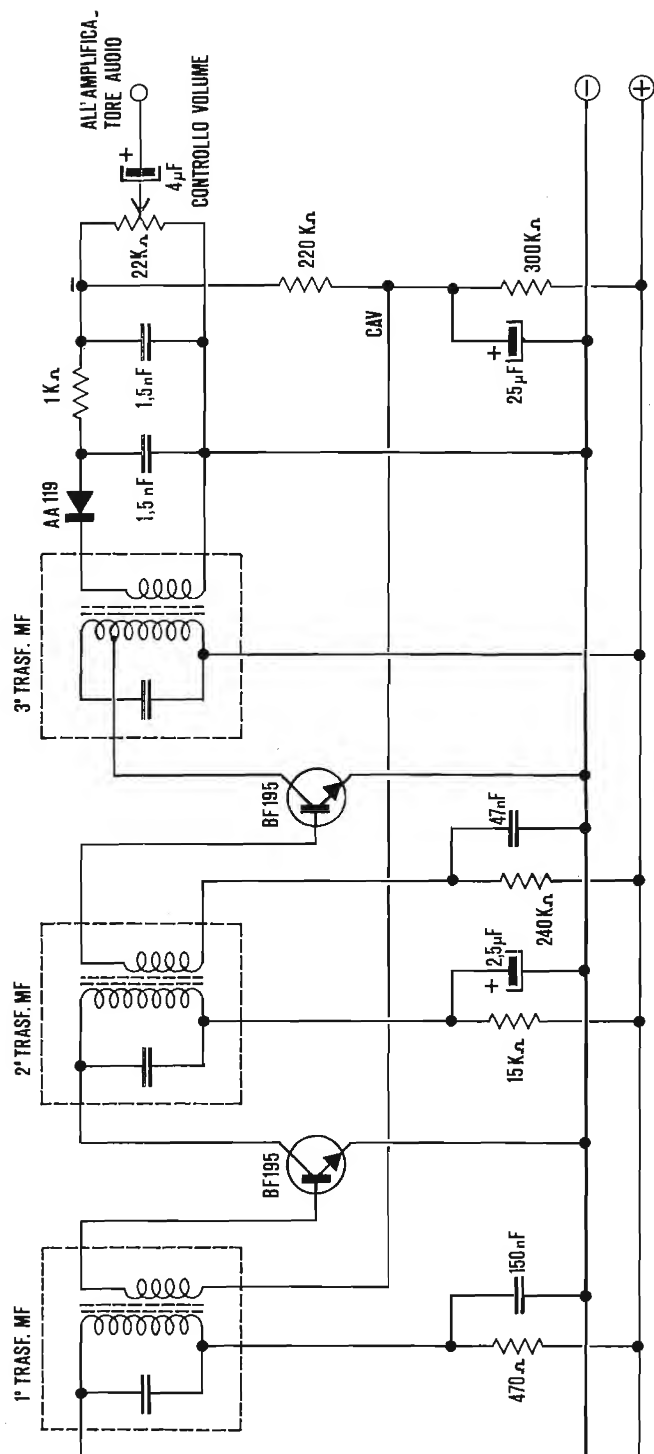


Fig. 2.11. - Stadio completo di media frequenza con due transistor amplificatori e rivelatore a diodo.

quenza maggiore. Si è scelta la frequenza maggiore solo per il fatto che è più facile diminuire la capacità del condensatore variabile e l'induttanza della bobina di quanto non sia aumentare l'una e l'altra, come invece sarebbe stato necessario se fosse stata scelta la frequenza d'oscillatore minore di quella dei segnali AF in arrivo.

L'inconveniente dell'*interferenza d'immagine*, era particolarmente accentuato quando era in uso la MF di valore molto basso. Un apparecchio la cui MF era di

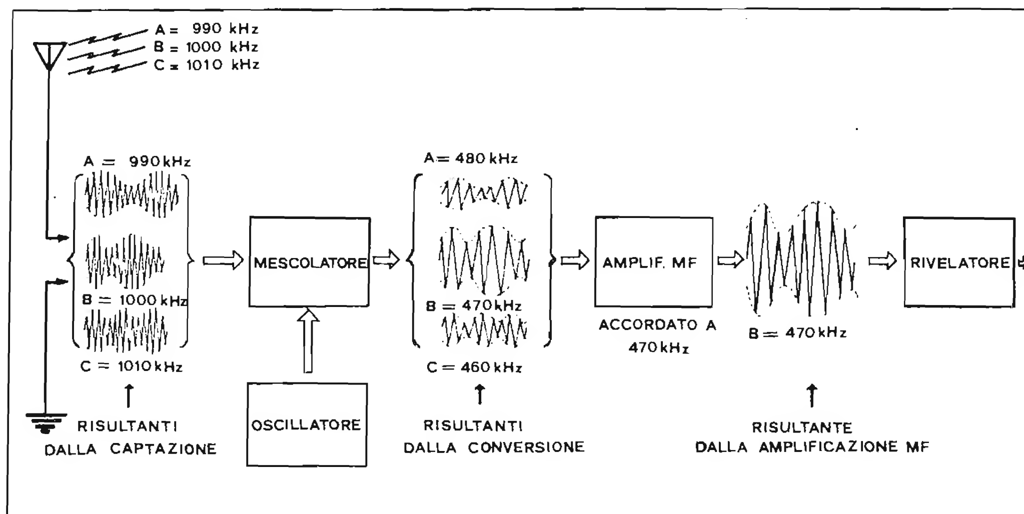


Fig. 2.12. - SELETTIVITÀ E CONVERSIONE DI FREQUENZA. All'entrata l'ampiezza dei tre segnali è la stessa. All'uscita del convertitore l'ampiezza dei due segnali interferenti (A e C) è ridotta alla metà. All'uscita dello stadio amplificatore a media frequenza, la loro ampiezza è ridotta a zero.

100 kHz, e che fosse sintonizzato su una emittente a 500 kHz riceveva contemporaneamente anche l'emittente a 700 kHz. Se veniva accordato a 1 000 kHz, risultava sintonizzato anche a 1 200 kHz, e così via. In tutti i punti della scala era possibile la ricezione di due emittenti contemporaneamente. Non si trattava di mancanza di selettività, ma di un difetto proprio della supereterodina.

SCELTA DELLA MF. — Affinché l'inconveniente dell'interferenza d'immagine, o interferenza specchio, non si verifichi è necessario che il valore della MF sia un po' superiore a quello di metà della gamma di ricezione. Se si tratta della gamma onde medie, da 500 a 1 600 kHz, la cui estensione è di 1 100 kHz, ossia 1 600 — 500, la metà di tale estensione è di 550 kHz, quindi la MF degli attuali apparecchi radio dovrebbe essere di 580 o 600 kHz. Questo sarebbe il valore esatto. Supponendo infatti che la MF sia di 600 kHz, se l'apparecchio è accordato a 500 kHz esso risulta accordato anche alla frequenza di 1 700 kHz, ma tale frequenza di 1 700 kHz è *fuori gamma*. Non può disturbare.

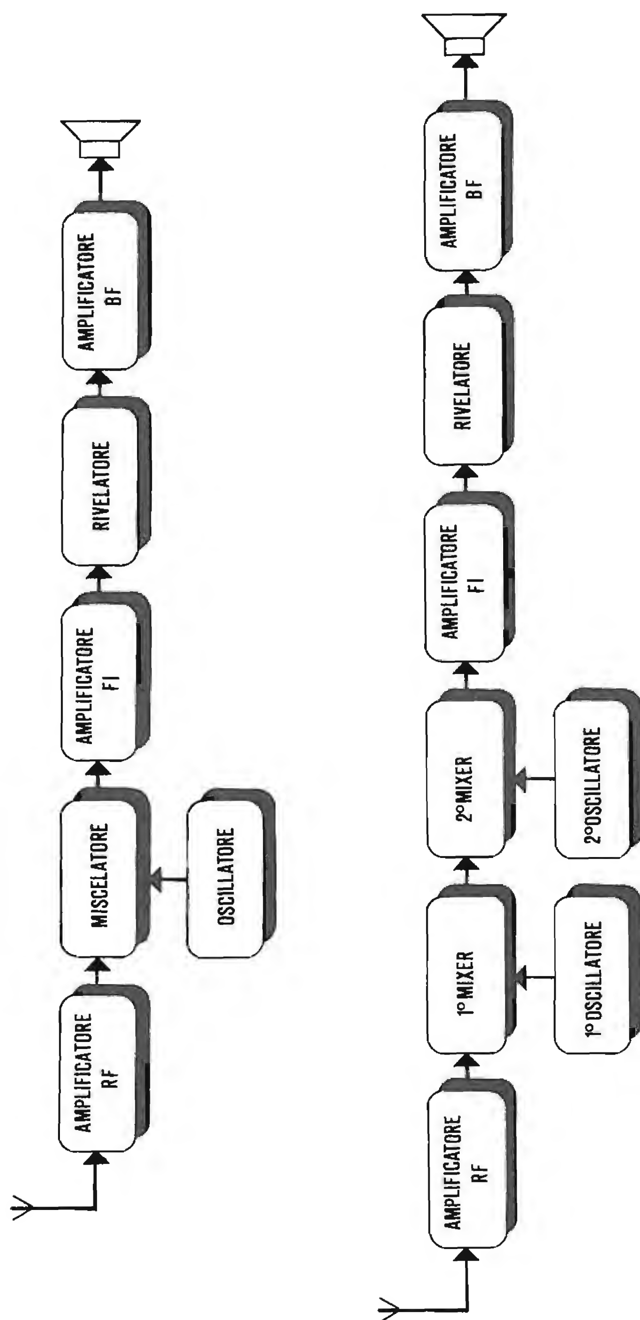


Fig. 2.13. - Schema a blocchi di ricevitore supereterodina (sopra) e di ricevitore a doppia conversione (sotto).

Ma non si può dare alla MF il valore di 600 kHz, per il fatto che tale frequenza cade dentro la gamma di ricezione. Infatti, quando l'apparecchio venisse accordato sulla emittente di 600 kHz, non vi sarebbe nessun cambiamento di frequenza, e si ricadrebbe, almeno per questa parte della scala, nell'inconveniente della instabilità di funzionamento dovuto alla retrocessione dei segnali AF, già amplificati, per evitare il quale, come detto, è stato ideato il circuito supereterodina.

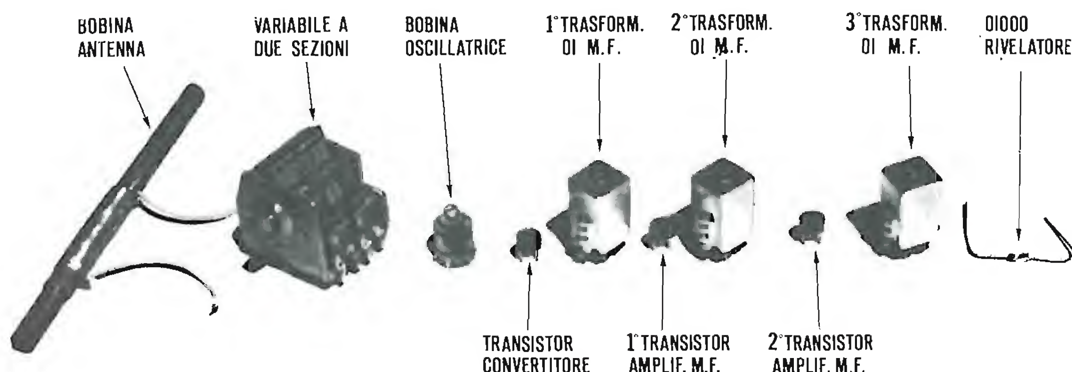


Fig. 2.14. - Principali parti componenti gli stadi convertitore, amplificatore a media frequenza e rivelatore.

Poiché la gamma di ricezione onde medie va da 500 a 1 600 kHz, non restava altro da fare che scegliere una MF di poco inferiore a 500 kHz, ossia appunto 460 o 465 o 470 kHz. Con tali MF, l'interferenza d'immagine si manifesta solo per un piccolo tratto della scala. Se, per es., la MF è di 470 kHz, l'apparecchio può ricevere contemporaneamente le due stazioni di 500 e di 1 440 kHz. Il tratto della gamma di ricezione che risulta disturbato si calcola facilmente, basta togliere il doppio della MF, ossia 940 kHz, dalla frequenza più alta della gamma, che è di 1 600 kHz. Risulta: 1 600 — 940 = 660 kHz. Con la MF di 470 kHz il tratto disturbato va dunque da 500 a 660 kHz.

Con la MF di 350 kHz l'inconveniente è ancora più grave, poiché il tratto disturbato è estesissimo, va da 500 a 900 kHz, ossia 1 600 — 700 = 900 kHz.

Il diodo rivelatore.

In tutti gli apparecchi normali si provvede alla rivelazione mediante un diodo rivelatore. La rivelazione di griglia era usata per i piccoli apparecchi ad onde corte, e quella di placca in qualche raro apparecchio ad amplificazione diretta, a valvole.

Negli apparecchi attuali vi è perciò un diodo al germanio detto *diodo rivelatore*. Negli apparecchi a valvole, la rivelatrice è costituita da un triodo, con due

diodi. Dei due diodi, uno è il rivelatore, l'altro rettifica il segnale per il CAV; mentre il triodo provvede all'amplificazione di tensione dei segnali BF ottenuti dalla rivelazione.

Il principio del diodo rivelatore è semplicissimo. Per effetto della unidirezionalità della corrente elettronica, il diodo funziona solo per le semionde positive dei segnali a media frequenza amplificati, i quali risultano in tal modo rettificati.

Nei piccoli apparecchi a reazione e a superreazione, alla rivelazione provvede lo stesso transistor amplificatore e quindi non vi è necessità del diodo rivelatore.

La rivelazione dei segnali modulati in frequenza richiede due diodi anziché uno solo come per l'AM. Di ciò sarà trattato ampiamente al capitolo terzo.

Il controllo di volume sonoro.

La fig. 2.11 illustra il circuito rivelatore generalmente usato negli apparecchi radio e la fig. 2.14 mostra l'aspetto reale di un diodo rivelatore al germanio.

Il segnale radio a media frequenza è presente ai capi del secondo circuito dell'ultimo trasformatore di media frequenza; esso è collegato al diodo rivelatore, che fa capo al controllo di volume. Per effetto della rivelazione, ai capi del *controllo di volume*, costituito da una resistenza variabile di 22 kΩ log., vi è il segnale radio dimezzato, costituito dalle sole semionde negative. Il filtro presente all'uscita del diodo, costituito da una resistenza da 1 kΩ e da due condensatori da 1,5 nF, provvede a bloccare la radiofrequenza, e lascia passare il segnale di bassa frequenza costituente il profilo della modulazione, ossia il segnale audio.

Il cursore mobile del controllo, comandato dalla manopola esterna, è collegato all'entrata del transistor preamplificatore di bassa frequenza, ossia alla sua base. Il volume sonoro risulta variato, poiché l'ampiezza del segnale audio inviato all'amplificatore di BF dipende dalla posizione del cursore. Se, come nell'esempio di figura, il cursore si trova a metà corsa, il volume sonoro è anch'esso di circa la metà del massimo disponibile. Tale massimo è ottenuto quando il cursore si trova nella parte alta della resistenza variabile. È invece minimo, o nullo, quando il cursore si trova all'estremo opposto, collegato alla massa.

La variazione della resistenza è *logaritmica*, come necessario data la sensibilità logaritmica dell'orecchio. Se il suono è molto forte, è necessaria una variazione notevole affinché possa venir percepita; al contrario se il suono è molto debole, basta una minima variazione affinché risulti apprezzabile. In presenza di suoni molto forti, e quindi ad ampiezze elevate del segnale audio, è necessario che la resistenza subisca variazioni altrettanto ampie; viceversa in presenza di ampiezze minime del segnale audio, è necessario che il controllo di volume consenta variazioni altrettanto minime.

Se, ad esempio, il valore della resistenza variabile è di 10 kΩ (diecimila ohm), quando il cursore si trova esattamente al centro, e divide la resistenza in due parti

eguali, il valore di una delle due parti è di 9 000 ohm, mentre quello dell'altra parte è di 1 000 ohm.

Per tale ragione il controllo di volume viene detto *a variazione logaritmica* oppure *fisiologico*.

Ricezione distante-locale.

Vi sono stazioni emittenti vicine e altre lontane; quelle vicine fanno pervenire all'entrata dell'apparecchio segnali radio molto forti, quelle lontane fanno giungere segnali molto deboli. L'apparecchio non può amplificare tutti i segnali nello stesso modo, deve necessariamente amplificare poco i segnali radio delle emittenti locali, e deve amplificare molto i segnali delle emittenti lontane.

Se, per es., all'entrata dell'apparecchio è presente un segnale di 10 microvolt, dovuto ad una lontana emittente, esso può venir amplificato 100 volte dallo stadio convertitore, e 150 volte da quello amplificatore MF, con il risultato che al diodo rivelatore la sua ampiezza è di 0,15 volt, ossia essendo l'amplificazione totale $100 \times 150 = 15\,000$ volte, risulta che 10 microvolt $\times$ 15 000 = 150 000 microvolt = 0,15 volt. Se si tratta invece di una emittente più forte, il segnale potrà essere, per es., di 100 microvolt, ed in tal caso il segnale presente al diodo rivelatore sarà di 1,5 volt.

Ai capi della resistenza di rivelazione, la tensione è negativa dal lato del diodo, come avviene anche per la rettificazione della tensione alternata dalla rete-luce.

Una emittente forte produce all'ingresso dell'apparecchio segnali forti, per es. di 1 000 μV, e la emittente locale può produrre segnali fortissimi, per es. di 10 000 μV. Se l'amplificazione è di 15 000 volte, il segnale di 10 000 μV risulta di 150 000 000 di microvolt al diodo rivelatore, ossia addirittura di 150 volt. Ciò non deve avvenire poiché si avrebbe sovraccarico degli stadi amplificatori e del rivelatore con conseguente fortissima distorsione.

Il problema è dunque questo: amplificare al massimo i segnali deboli e al minimo i segnali forti, amplificare ad es. 15 000 volte i segnali delle emittenti lontane ed amplificare 300 volte i segnali della emittente locale.

(Le indicazioni numeriche s'intendono solo a titolo di esempio. L'amplificazione massima dipende da molti fattori; così pure non si può stabilire con tanta semplicità l'amplificazione minima, comunque ciò serve a dare una prima idea generica).

Il controllo automatico di volume.

Gli stadi amplificatori AF e MF dell'apparecchio radio amplificano fortemente i segnali radio deboli, e debolmente quelli forti; essi variano automaticamente la loro amplificazione, a seconda dell'ampiezza del segnale radio in arrivo.

Ciò è ottenuto in modo molto semplice, mediante il *controllo automatico di volume* (CAV). È indicato dalla fig. 2.11. Consiste, nell'esempio, di due resistenze di 220 e di 300 kΩ, e di un elettrolitico di 25 μF. Il segnale CAV è prelevato

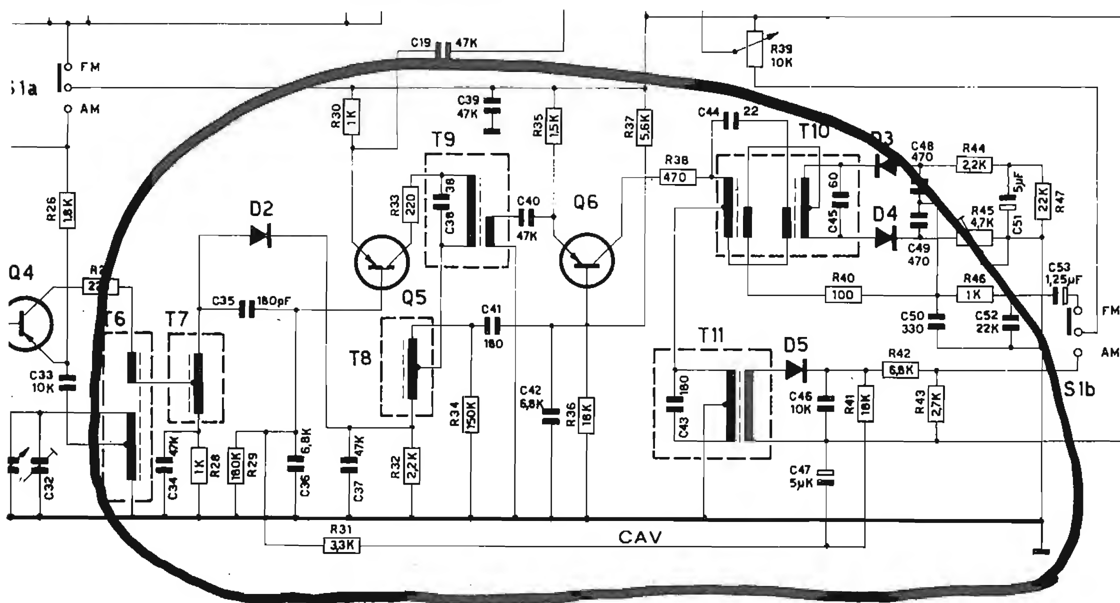


Fig. 2.15. - Il diodo di sovraccarico (D2), il diodo rivelatore (D5) e il circuito CAV.

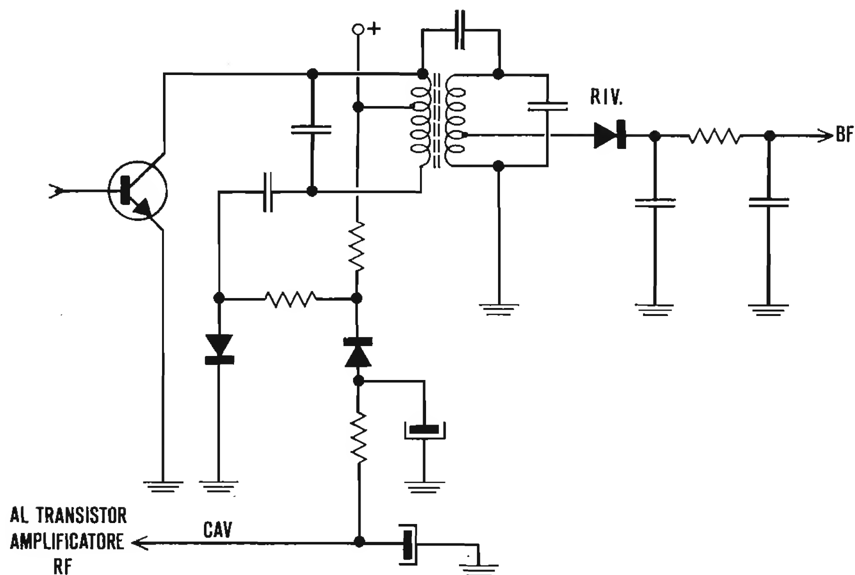


Fig. 2.16. - CIRCUITI DI RIVELAZIONE E CAV. Esempio in cui il circuito CAV è completamente indipendente dal circuito di rivelazione, ed è servito da due diodi in controfase. Il CAV, in questo esempio, controlla il primo transistor amplificatore in radiofrequenza.

ai capi del potenziamento di volume e, una volta ben livellato, va a polarizzare uno o più transistor di media e alta frequenza.

In presenza di segnale radio, vi è un segnale audio ai capi del controllo di volume; tale segnale è di polarità negativa nel lato indicato in figura, e in cui è collegata la resistenza del CAV. Se il segnale radio è forte, anche il segnale audio è forte; e la tensione negativa indicata è anch'essa forte. Tale tensione negativa risulta applicata sulla base del primo transistor amplificatore di media frequenza, ed agisce da freno. Maggiore è la tensione negativa applicata, minore è l'amplificazione del transistor.

In presenza di un segnale radio debole, anche quello audio è debole, ed è perciò debole la tensione negativa del CAV: il transistor di MF è ora polarizzato più positivamente. L'amplificazione del segnale radio è in tal caso elevata, come necessario.

Ad impedire i sovraccarichi degli stadi ad alta frequenza in presenza di segnali molto forti, contribuisce anche un diodo posto tra il primo e il secondo trasformatore di media frequenza (fig. 2.15).

L'amplificazione del segnale audio.

Il segnale audio viene amplificato anzitutto dal preamplificatore di bassa frequenza e poi dallo stadio finale di potenza. La fig. 2.17 illustra un tipico esempio di stadio amplificatore di bassa frequenza. Prelevato dal controllo di volume, il segnale audio giunge alla base del transistor preamplificatore (AC187), tramite il condensatore elettrolitico di 10 microfarad.

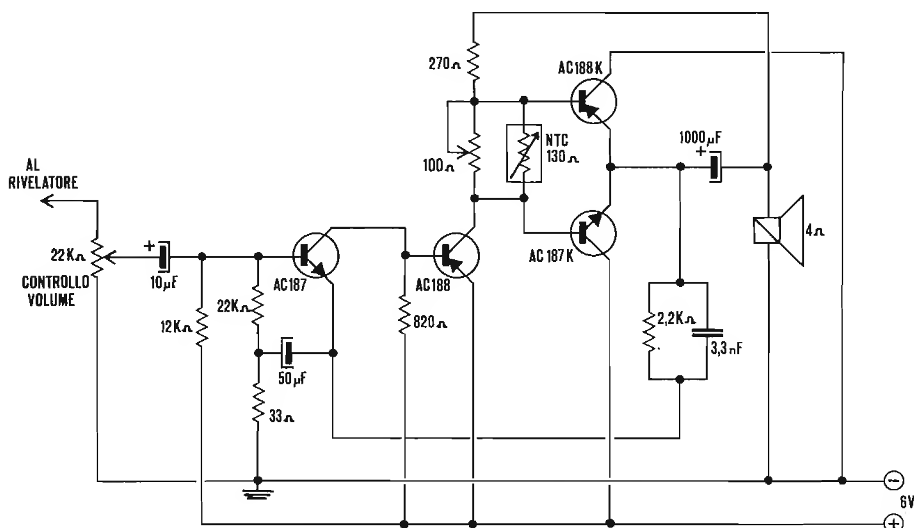


Fig. 2.17. - Stadio completo di amplificazione in bassa frequenza.

La base è polarizzata con partitore di resistenze. Il segnale audio amplificato, presente sul collettore dell'AC187 passa, per accoppiamento diretto, allo stadio finale di potenza.

Questo comprende tre transistor: il pilota (AC188) e due finali complementari (AC187K - AC188K).

I due transistor finali sono alimentati in serie e dai loro emittori viene prelevato il segnale audio amplificato ad un livello sufficiente per pilotare un altoparlante da 4 Ω.

L'accoppiamento è a condensatore.

All'amplificazione audio è dedicato l'intero capitolo quinto.

La riproduzione delle voci e dei suoni.

L'ALTOPARLANTE. — È detto *altoparlante* il trasduttore che consente di ottenere voci e suoni dalla corrente elettrica presente all'uscita dell'amplificatore BF dell'apparecchio radio. È costituito da due parti essenziali: una fissa e una mobile. La parte fissa consiste in un *magnete permanente* — o *elettromagnete* — un polo del quale si trova circondato dall'altro polo, in modo che l'espansione polare, detta *traferro*, risulta anulare e sede di un intenso campo magnetico. La parte mobile è formata da un *cono diffusore*, molto leggero, di carta speciale, alla sommità del quale è fissata una bobina anch'essa molto leggera (pesa la metà del cono, è in media 5 grammi). La bobina è posta nel traferro ed è libera di muoversi coassialmente: il suo movimento è dovuto alla reazione elettrodinamica tra il campo magnetico e la corrente che la percorre. Il movimento è proporzionale all'intensità della corrente; alle note basse può giungere a 6 mm. Al movimento della bobina corrisponde il movimento del cono e quindi la propagazione di onde sonore per trasformazione dell'energia meccanica in energia acustica. Lo spazio tra i due poli, il traferro, è quanto più piccolo possibile, e la *bobina mobile* è tenuta esattamente equidistante dai due poli, in modo da potersi muovere senza sfregarli, mediante appositi sostegni elastici, detti *centratori*. L'orlo esterno del cono è fissato mediante un anello alla sommità del

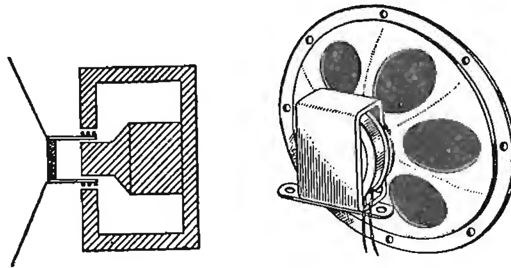


Fig. 2.18. - Bobina mobile, magnete e cestello di altoparlante.

cestello metallico. La resistenza C.C. della bobina mobile è di alcuni ohm. Il diametro del cono va da 5 cm per gli apparecchi portatili a 30 cm per i radiofonografi.

IMPEDENZA DELL'ALTOPARLANTE. — Si è detto che la bobina mobile dell'altoparlante è molto leggera, ed infatti è formata da poche spire di filo di rame smaltato.

La sua impedenza, quindi, è molto bassa e può essere di 3,5 - 4,5 - 8 - 12 - 15 - 22 ohm. Molto raramente ha valori superiori.

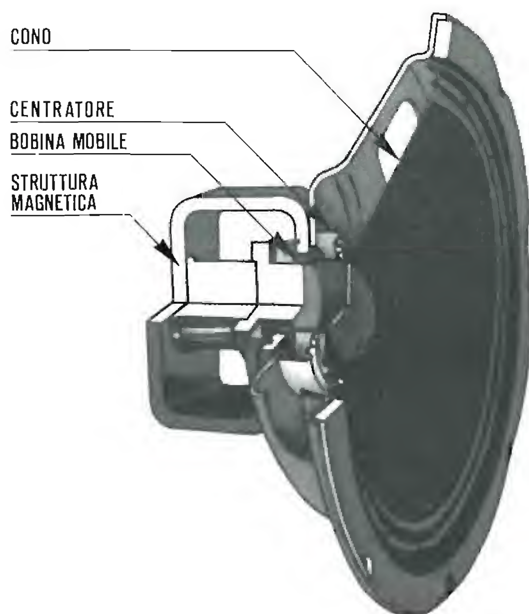


Fig. 2.19. - Altoparlante magnetodinamico di produzione moderna, visto in sezione.

Un tempo, nei ricevitori a valvole, vi era il problema di adottare l'alta impedenza d'uscita della valvola finale con quella bassa dell'altoparlante. A ciò provvedeva il trasformatore d'uscita.

Oggi, con i circuiti finali a transistor complementari (siano essi a componenti discreti oppure ad integrati) l'adattamento è semplificato essendo le due impedenze in gioco dello stesso valore.

Comunemente si richiede un condensatore elettrolitico di accoppiamento (500÷1 000 μF) per impedire che la bobina mobile dell'altoparlante sia percorsa dalla corrente continua di alimentazione, oltre che dal segnale audio.

SISTEMAZIONE DELL'ALTOPARLANTE - SCHERMO ACUSTICO. — Negli apparecchi radio, l'altoparlante è fissato sulla parte frontale della custodia, aperta posteriormente, che si comporta da *schermo acustico* (baffle). Tale schermo è necessario per

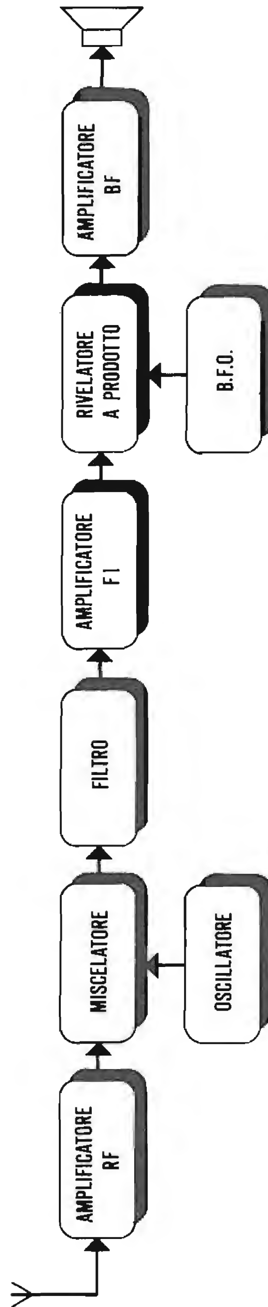


Fig. 2.20. - Schema a blocchi di ricevitore per SSB.

il fatto che le onde sonore, che si propagano posteriormente, sono in opposizione di fase rispetto a quelle presenti davanti al cono, per cui va impedita la riflessione delle onde retrostanti, per evitare la *cancellazione dei suoni bassi.* Affinché la separazione sia sufficiente, è necessario che lo schermo sia sufficientemente ampio, come avviene nei grandi radiofonografi. Negli apparecchi normali esso è modesto, con conseguente annullamento dei suoni bassi per opposizione di fase.

Data l'apertura posteriore, la custodia si comporta come una canna d'organo; ha una propria frequenza di risonanza, che dipende dal volume d'aria, e che è generalmente compreso tra 100 e 200 Hz. I suoni a questa frequenza vengono fortemente esaltati, ciò che costituisce un inconveniente grave, dato l'effetto di cupo rimbombo che accompagna le voci maschili ed i suoni d'orchestra. Inoltre vi è distorsione causata da insufficiente frenaggio del cono da parte della massa d'aria retrostante. È necessario che le dimensioni del mobile siano proporzionate al diametro dell'altoparlante; se, ad esempio, il diametro è di 22 cm, l'altezza del mobile-schermo dovrebbe essere di 55 cm, la larghezza di 40 cm, la profondità superiore 23 cm e quella inferiore 30 cm.

CAPITOLO TERZO

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Necessità della modulazione di frequenza.

Non è praticamente possibile ricevere il programma radiofonico delle emittenti lontane, in modo gradevole, per la presenza dei disturbi di origine atmosferica, e per quella dei disturbi conseguenti alle applicazioni elettriche. Non è perciò possibile ottenere buone ricezioni radiofoniche su tutto il territorio nazionale, mediante poche stazioni trasmittenti di grande potenza. È necessario impiegare tali stazioni solo per i grandi agglomerati urbani, e utilizzare numerose stazioni di piccolissima potenza sparse un po' ovunque, su tutto il resto del territorio.

Un tempo questa soluzione non sarebbe stata possibile. Le numerosissime piccole stazioni trasmittenti si sarebbero disturbate a vicenda.

Il problema di far funzionare alcune centinaia di stazioni trasmittenti di piccola e piccolissima potenza, sparse su tutto il territorio nazionale, a fianco di poche stazioni di grande potenza, venne risolto quando fu possibile utilizzare le onde ultracorte, anche per i comuni apparecchi riceventi.

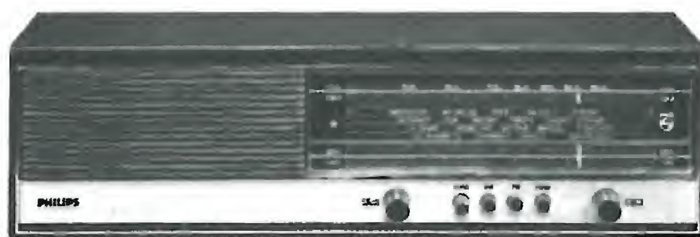


Fig. 3.1. - Aspetto esterno di apparecchio radio ricevente ad onde medie e modulazione di frequenza da rete (Philips RB 344).

La tecnica della trasmissione e della ricezione con onde ultracorte venne ampiamente sviluppata dalla televisione. In seguito a tale sviluppo, essa venne applicata anche alle trasmissioni e ricezioni radiofoniche. Ebbe allora inizio la radiodiffusione a modulazione di frequenza, ad onde ultracorte.

Caratteristica essenziale delle onde ultracorte è quella di diffondersi solo entro una zona molto ristretta, determinata, tra l'altro, dall'altezza dell'antenna. Sul territorio nazionale possono funzionare moltissime stazioni ad onde ultracorte senza che esse abbiano a disturbarsi vicendevolmente.

Poiché tutta l'energia diffusa dall'antenna della emittente a onde ultracorte è presente entro una zona molto ristretta, essa può essere modesta, ossia l'emittente può essere di piccolissima potenza. È un po' ciò che avviene per l'illuminazione elet-



Fig. 3.2. - Apparecchio radio portatile a modulazione di frequenza, onde medie, onde lunghe e onde corte dei 49-19 m (Telefunken Partner Special 101).

trica; per illuminare interamente una stanza è necessaria una lampadina elettrica di 100 watt, collocata in posizione adeguata; per illuminare un solo oggetto basta una lampadina tascabile di appena 0,1 watt. Mentre le grandi stazioni a onde medie trasmettono con potenze assai elevate, ad es. 100 chilowatt, le piccole stazioni ad

onde ultracorte, trasmettono con potenze quasi irrisorie, inferiori a quelle delle lampadine elettriche, ad es. 50 watt.

È così possibile diffondere il programma radiofonico su una zona ristretta, ad es. su tutta una cittadina e i suoi dintorni, con una trasmittente di soli 50 watt, ad onde ultracorte; ciò non è invece possibile con onde medie o corte, poiché tali onde si propagano in gran parte verso l'alto. Le onde ultracorte possono venire diffuse sulla zona che interessa servire, data la loro diversa distribuzione spaziale. Onde radio ancora più corte, come sono quelle centimetriche, possono venire dirette entro zone ancora più ristrette, possono venire diffuse a fascio, come raggi di luce.

Banda delle onde ultracorte.

Le onde ultracorte vanno da 10 a 1 m; a tali lunghezze d'onda corrispondono le frequenze da 30 a 300 megahertz.

Per le trasmissioni radiofoniche è usata la banda di frequenze da 80 a 100 megahertz, ossia sono utilizzate onde da 3,75 a 3 metri.

Abbreviazioni in uso.

Il termine *modulazione di frequenza* dovrebbe venire abbreviato MF, ma tale abbreviazione è in uso, da oltre trent'anni, per indicare *media frequenza.* Per evitare facili confusioni, l'abbreviazione di *modulazione di frequenza* è FM. L'abbreviazione FM è internazionale.

L'abbreviazione di modulazione di ampiezza potrebbe essere MA; è invece AM; anch'essa è internazionale.

Altre abbreviazioni sono: OM, per onde medie; OC, per onde corte; OCS, per onde cortissime; OUC, per onde ultracorte. MF/FM significa *media frequenza a modulazione di frequenza.* Per indicare la media frequenza, oltre a MF è in uso anche l'abbreviazione FI (Frequenza Intermedia).

Svantaggi delle onde ultracorte.

I tre principali inconvenienti determinati dall'impiego delle onde ultracorte sono:

1) necessità di utilizzare un'antenna accordata, a dipolo, per la ricezione;

2) necessità di utilizzare uno stadio amplificatore in più, diminuendo l'amplificazione ottenibile con l'aumentare della frequenza;

3) necessità di circuiti di accordo e di rivelazione separati da quelli per le altre lunghezze d'onda.

Lo sviluppo della tecnica e quello dell'organizzazione industriale hanno consentito di minimizzare gli inconvenienti derivanti dalla ricezione delle onde ultracorte.

Principio della modulazione di frequenza.

Le stazioni a onde ultracorte trasmettono a modulazione di frequenza, mentre tutte le altre stazioni trasmettono il programma radiofonico a modulazione di ampiezza.

La frequenza è tanto maggiore quanto più bassa è la lunghezza d'onda; l'ampiezza è tanto maggiore quanto più elevata è la potenza. Le stazioni a onde medie, di grande potenza, diffondono dalle loro antenne onde radio di grande ampiezza e di modesta frequenza. Tale frequenza è, in media, di 1 000 chilohertz, ossia di 1 megahertz.

Le stazioni a onde ultracorte, di modestissima potenza, diffondono dalle loro antenne onde radio di minima ampiezza e di elevatissima frequenza.

Nelle trasmissioni a onde medie, e anche in quelle corte, domina l'ampiezza delle onde radio, per cui sono a modulazione d'ampiezza. Nelle trasmissioni a onde ultracorte domina la frequenza, quindi sono a modulazione di frequenza.

La modulazione d'ampiezza e quella di frequenza possono venire paragonate all'incisione fonografica in altezza e in larghezza. Un tempo i dischi erano incisi nel senso dell'altezza; l'ago sussultava più o meno durante la riproduzione sonora dal disco. Attualmente i dischi sono incisi nel senso della larghezza del solco; l'ago subisce deviazioni laterali più o meno ampie, durante la riproduzione sonora.

Nella modulazione di ampiezza, è l'ampiezza dell'onda che viene variata in modo corrispondente alla forma dell'onda sonora, ossia del suono « messo in onda ». La frequenza rimane inalterata.

Nella modulazione di frequenza, è la frequenza delle onde che viene variata, in modo da corrispondere alla forma del suono, ossia dell'onda sonora. L'ampiezza rimane invariata.

In (*A*) di fig. 3.3 è riportata un'onda sonora, ossia la variazione di tensione fornita dal microfono. La frequenza di tale onda sonora è molto bassa, rispetto a quella delle onde radio, può essere, ad es., di 400 Hz.

In (*B*) della stessa figura è indicata, molto approssimativamente quale può essere una successione di onde radio, a modulazione di ampiezza; e in (C) una successione di onde radio a modulazione di frequenza.

Se la lunghezza delle onde radio dell'esempio (*B*) è, ad es., di 250 metri, la loro frequenza è di 1 200 kHz, pari a 1 200 000 Hz. Poiché la frequenza del suono è di 400 Hz, a ciascun ciclo del suono corrisponde la frequenza radio di 3 000 Hz. In altri termini, a ciascuna onda sonora corrispondono 3 000 onde radio. In figura sono segnate, per semplicità, solo poche decine di onde radio per ciascuna onda sonora. La variazione della loro ampiezza riproduce la forma dell'onda sonora che ne ha determinato la modulazione.

Nell'esempio (C), a ciascuna onda sonora corrisponde un numero assai elevato di onde ultracorte; se la loro lunghezza è di 3,75 metri, ad es., la loro frequenza è di 80 megahertz, pari a 80 000 000 di Hz; a ciascuna onda sonora corrispondono in tal caso 200 000 onde radio.

Osservando la figura, si può notare che al valore positivo massimo dell'onda

sonora, corrisponde la massima ampiezza delle onde radio, nel caso (*B*) o la massima frequenza, nel caso (C). Viceversa, al massimo valore negativo dell'onda sonora corrisponde la minima ampiezza delle onde radio, oppure la minima frequenza.

La frequenza delle onde, nel caso di modulazione di frequenza, subisce aumenti e diminuzioni, in corrispondenza dell'intensità del suono « messo in onda », ossia, ed è la stessa cosa, a seconda della tensione del segnale modulante.

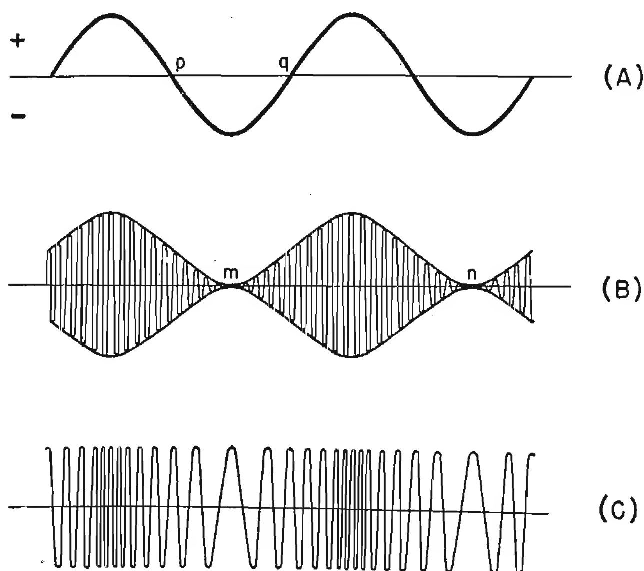


Fig. 3.3. - (A) segnale audio, (B) alta frequenza con modulazione d'ampiezza, (C) alta frequenza con modulazione di frequenza.

La fig. 3.4 illustra con qualche ulteriore dettaglio, quanto detto. In (*A*) è indicato il segnale modulante; in (*B*) sono riportate le onde ultracorte con la corrispondente modulazione di frequenza.

All'inizio, nel punto 1 di (*A*), la tensione del segnale modulante è zero, quindi la frequenza delle onde ultracorte diffuse dall'antenna è quella di riposo, ossia è la *frequenza di centro.*

Non appena il segnale modulante è presente, si produce una variazione di frequenza delle onde ultracorte. Nell'esempio di figura, il segnale aumenta dal punto 1 al punto 2, e ha polarità positiva. Ne consegue un aumento di frequenza; esso raggiunge il massimo nel punto 3. Si suol dire che vi è una *deviazione di frequenza* in senso positivo.

Dal punto 3 al punto 4, la tensione positiva del segnale diminuisce, quindi diminuisce anche la deviazione di frequenza. Dal punto 4 al punto 5, la tensione del segnale è negativa, e da zero, come è in 4, sale sino a un valore massimo, raggiunto

in 5. La deviazione di frequenza si verifica in senso negativo. Quando la deviazione è in senso positivo, e la frequenza è perciò in aumento, la lunghezza d'onda diminuisce, come graficamente indicato. All'opposto, quando la deviazione avviene in senso negativo, la frequenza diminuisce e la lunghezza d'onda aumenta.

La deviazione di frequenza costituisce la modulazione. Alla massima deviazione

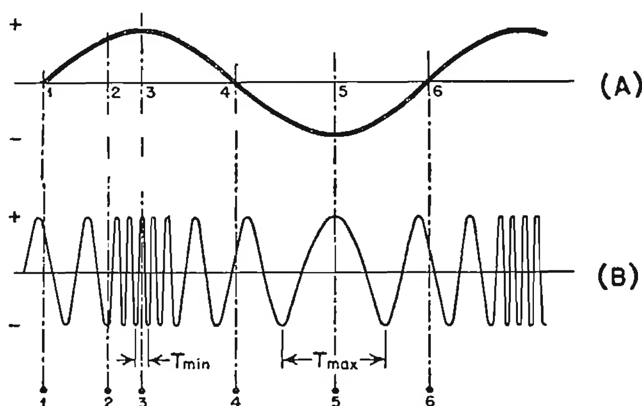


Fig. 3.4. - Caratteristiche della modulazione di frequenza.

di frequenza corrisponde la massima intensità del segnale modulante, ossia la massima intensità sonora.

Alla frequenza del suono « messo in onda » corrisponde il ritmo delle deviazioni di frequenza, ciò che non appare nelle due figure.

Ricezione della modulazione di frequenza.

Si verifica attualmente per la ricezione delle onde ultracorte quanto si verificò per la ricezione delle onde medie, intorno al 1930. In quell'epoca, l'amplificazione in alta frequenza ottenibile con le valvole radio di allora era modesta, molto inferiore all'attuale. Gli apparecchi radio disponevano di due valvole in più degli attuali, per compensare l'insufficiente amplificazione per stadio. Tutti disponevano di una valvola amplificatrice in alta frequenza, la quale precedeva lo stadio convertitore; avevano due valvole amplificatrici a media frequenza, e venivano fatti funzionare con antenna o con telaio orientabile. Le onde ultracorte non erano ricevibili, essendo del tutto insufficiente l'amplificazione ottenibile con le valvole di allora.

Negli apparecchi attuali, la ricezione delle onde ultracorte è possibile per l'alta amplificazione ottenibile. Sono però necessari due transistor in più, uno ad alta frequenza e uno, oltre a quello esistente, a media frequenza, poiché il guadagno per stadio diminuisce fortemente passando da frequenze comprese tra 1 e 10 megahertz, a frequenze comprese tra 30 e 300 megahertz.

La notevole diversità esistente tra gli apparecchi a modulazione di ampiezza (AM) e quelli a modulazione di frequenza (FM) non è dovuta alla diversa modulazione, bensì alla diversa frequenza del segnale; in altri termini è dovuta alla ricezione delle onde ultracorte. Se tali onde ultracorte fossero anch'esse a modulazione di ampiezza, gli apparecchi riceventi risulterebbero egualmente complessi, in quanto la ricezione delle onde ultracorte impone una tecnica alquanto diversa da quella degli apparecchi a onde medie e corte.

Come detto, con le onde ultracorte si ottengono solo bassi guadagni per stadio, per cui è necessario aumentare il numero degli stadi. Con le onde ultracorte, le perdite di segnale sono molto più accentuate, per cui è necessario curare molto di più la costruzione degli apparecchi usando materiali a basse perdite, adatti per frequenze molto alte.

Gli apparecchi a modulazione di frequenza richiedono, come detto, due stadi d'amplificazione in più degli apparecchi a modulazione d'ampiezza, uno stadio di amplificazione in alta frequenza, prima della conversione di frequenza, e uno stadio

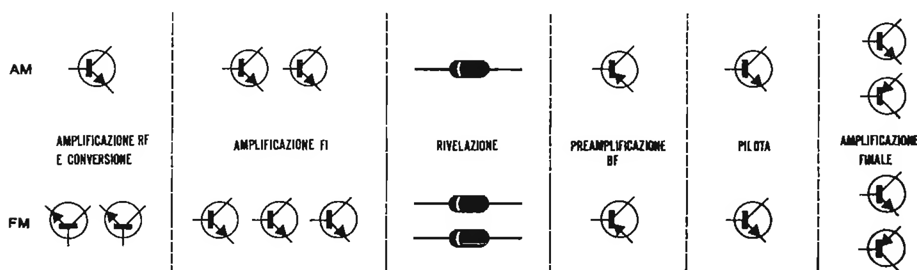


Fig. 3.5. - Stadi e transistor di apparecchio radio a modulazione d'ampiezza, e quelli di apparecchio a modulazione di frequenza.

d'amplificazione a media frequenza in più. Ciò è necessario data la minore amplificazione massima ottenibile, e quindi il minor guadagno per stadio, in conseguenza delle frequenze molto alte usate per le trasmissioni a modulazione di frequenza.

Gli apparecchi usuali per la ricezione FM sono perciò a cinque transistor, più lo stadio di bassa frequenza.

Comunemente non vengono costruiti ricevitori per la sola FM. Non essendo questa ovunque ricevibile, ogni ricevitore FM ha sempre anche la gamma onde medie, oltre alle eventuali OC e OL. Spesso, quindi, alcuni transistor sono comuni ai circuiti AM e FM. In fig. 3.5 sono raffrontati i transistor impiegati nei comuni apparecchi a OM e OC con quelli in uso negli apparecchi a onde ultracorte (FM). Per la ricezione delle OUC è necessario un transistor amplificatore in alta frequenza, precedente il convertitore.

L'amplificazione a MF richiede uno stadio in più e quindi un transistor in più. La fig. 3.6 riporta gli stadi a blocchi di ricevitore AM/FM.

Come si vede la media frequenza e la bassa frequenza sono in comune. In molti casi anzi, il transistor convertitore AM, svolge il ruolo di 1° amplificatore FI in FM.

La rivelazione delle OM e OC, a modulazione d'ampiezza, si ottiene semplicemente rettificando il segnale MF, con un diodo, o un cristallo di germanio. Ciò sarebbe sufficiente anche per le OUC, se anch'esse fossero a modulazione di ampiezza. Data

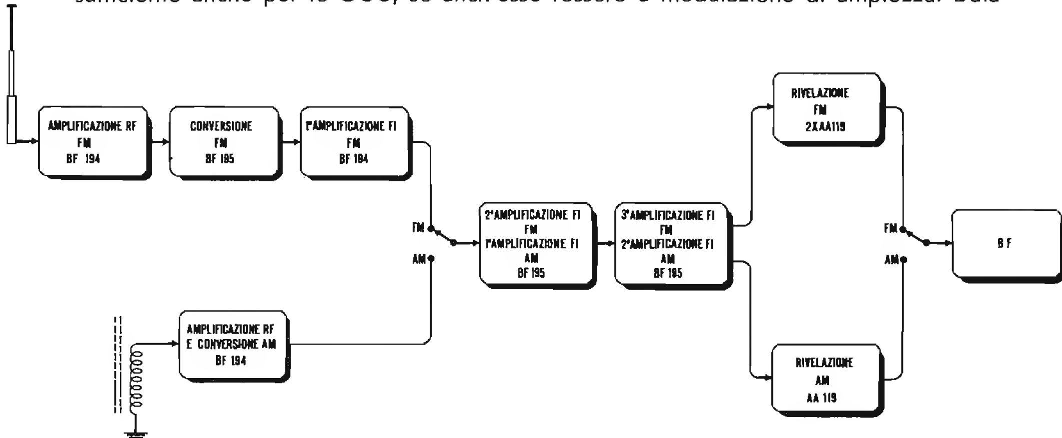


Fig. 3.6. - Schema a blocchi di ricevitore AM/FM.

la modulazione di frequenza è necessario rivelare ciascuna delle due deviazioni di frequenza, quella in senso positivo e quella in senso negativo, con conseguente necessità di due diodi in opposizione, quindi provvisti ciascuno del proprio catodo.

L'amplificazione finale non varia.

Principali caratteristiche degli apparecchi AM/FM.

La fig. 3.8 riporta lo schema semplificato dei circuiti d'entrata e di conversione di frequenza generalmente in uso negli apparecchi FM.

Si può anzitutto notare che mentre per la ricezione delle onde medie e corte i transistor amplificatori in RF sono collegati nella configurazione ad emittore comune, nel caso della ricezione FM, essi lavorano con base comune. Cioè l'ingresso del segnale avviene sull'emittore, la base costituisce l'elettrodo di ritorno comune e l'uscita del segnale amplificata è sul collettore. Con tale configurazione si ottiene una maggiore stabilità, necessaria a queste frequenze.

Il dipolo è collegato all'entrata del primo transistor il quale provvede all'amplificazione AF delle OUC. Un circuito semiperiodico costituito da una induttanza e da una capacità fissa è presente all'ingresso dello stadio amplificatore.

Le bobine di accordo sono realizzate con poche spire di grosso filo di rame, spesso argentato, ed il condensatore variabile fa parte di quello per onde medie

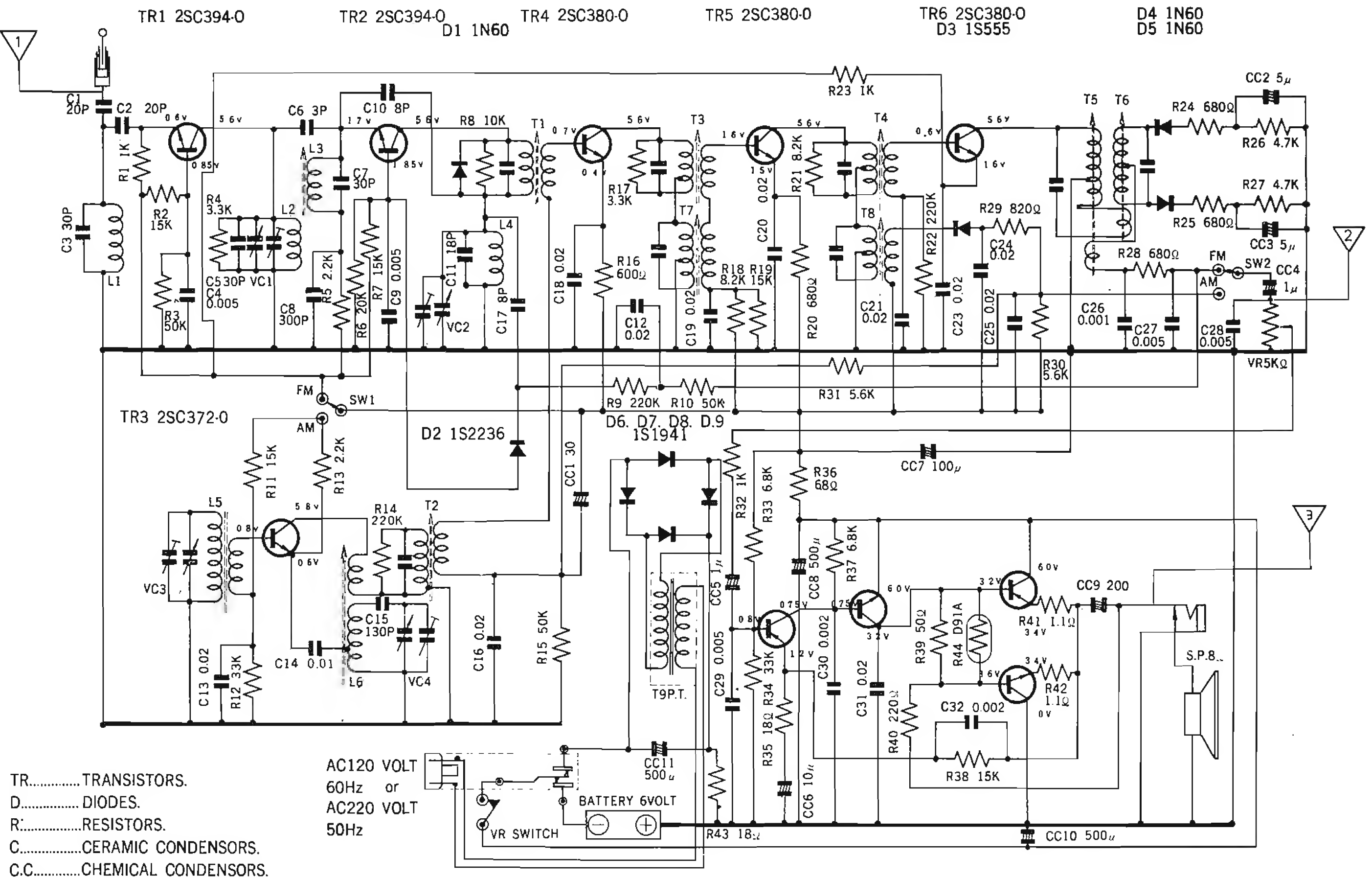


Fig. 3.7. - Schema elettrico di ricevitore commerciale AM/FM (Minerva mod. TR-21).

(ed eventualmente corte e lunghe) essendo perciò a quattro sezioni, due per OM (OC - OL) e due, a una o due lamine, per FM.

Ora si tende a sostituire il condensatore variabile con *diodi varicap* (ad es. BA102 - BA109 - BB104) che hanno la proprietà di variare la loro capacità interna al variare della tensione continua di polarizzazione.

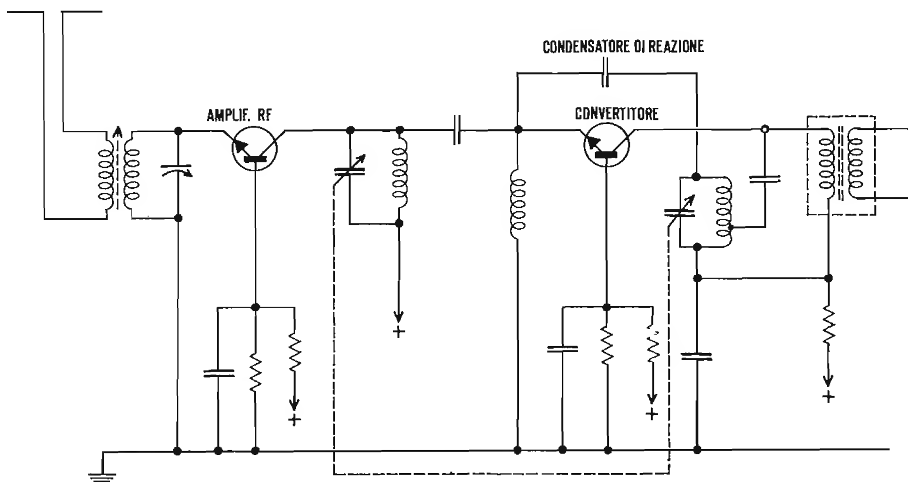


Fig. 3.8. - Schema di stadio d'entrata e di conversione FM.

Un esempio di applicazione di questo sistema è in fig. 3.9. Tre sono i circuiti accordati a frequenza variabile: quello d'ingresso, quello di sintonia e quello d'oscillatore, e tre sono i diodi varicap (D401 - D402 - D403) comandati da un unico potenziometro da 50 kΩ (R209).

È necessario che la tensione di polarizzazione sia ben stabilizzata e che i tre circuiti siano perfettamente disaccoppiati tra loro; a ciò provvedono le resistenze da 47 kΩ in serie ai diodi varicap.

Vi sono anche esempi di circuiti accordati FM a *permeabilità variabile*, ottenuti con lo spostamento di un nucleo di ferrite all'interno della bobina di sintonia.

Un esempio di tal genere di circuito è riportato in fig. 3.10 ove i due circuiti accordati di entrata e d'oscillatore sono costituiti ciascuno di un condensatore fisso, un compensatore per la taratura e una bobina con nucleo scorrevole, comandato dall'esterno a mezzo di manopola e funicella. Sul circuito d'oscillatore vi è in più un diodo varicap (BB100) in serie ad un condensatore da 10 pF per il controllo automatico di frequenza (CAF).

Spesso il convertitore è stabilizzato in tensione con diodo Zener ed è provvisto di controllo di frequenza a varicap (vedi fig. 3.11).

I componenti ed i circuiti relativi alla amplificazione RF ed alla conversione di frequenza, nonché il variabile doppio e il primo trasformatore di MF, sono

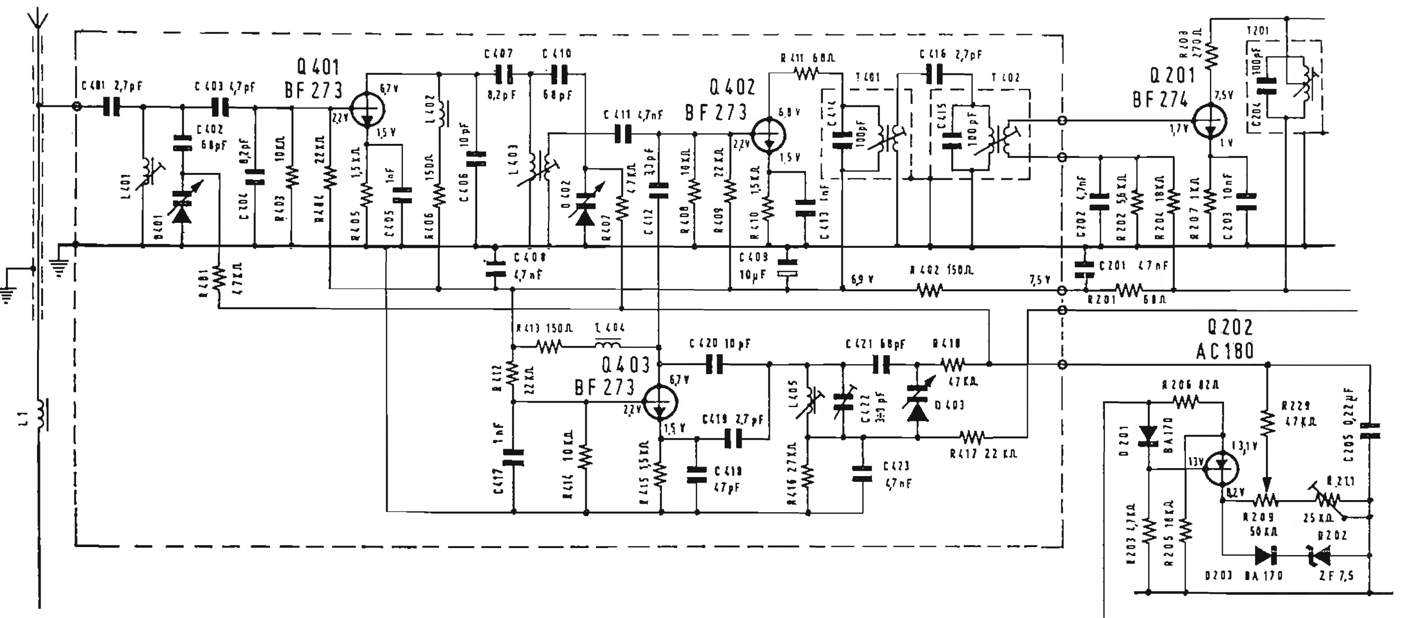


Fig. 3.9. - Gruppo FM con sintonia a diodi varicap (Autovox RA561A).


Fig. 3.10. - Gruppo FM a permeabilità variabile (Minerva).


Fig. 3.11. - Stadio di conversione FM con circuito CAF.

generalmente montati su una basetta in vetroresina provvista di schermo metallico, e all'insieme è dato il nome di unità FM o gruppo FM.

Nel circuito di collettore del primo transistor, vi è il primo circuito accordato a frequenza variabile, costituito da un'induttanza e una capacità variabile. È questa una sezione del condensatore variabile dell'apparecchio. Questo primo circuito accordato è tarato alla frequenza di ricezione, ossia copre la gamma di frequenze ricevibili; tale gamma va da 87,3 a 108 MHz, generalmente.

Nel circuito di collettore del secondo transistor vi è il secondo circuito accordato a frequenza variabile, quello d'oscillatore.

GLI STADI A MEDIA FREQUENZA FM. — La media frequenza FM è standardizzata nel valore di 10,7 MHz. Poiché i transistor amplificatori a media frequenza sono in comune per l'AM e per l'FM, al fine di evitare troppe commutazioni e dispersioni di segnale, il secondo e terzo trasformatore MF consistono di due parti, quella tarata a 10,7 MHz e quella tarata alla consueta MF degli apparecchi AM, che può essere, ad es., di 470 kHz.

Questo trasformatore MF è quindi un trasformatore MF doppio; le due sezioni primarie sono collegate in serie, così pure le due sezioni secondarie. Data la forte differenza di frequenza, le due sezioni non hanno effetto dannoso l'una sull'altra. Nella posizione FM, il trasformatore MF doppio si comporta come se fosse costituito dalla sola sezione FM, a 10,7 MHz; nella posizione AM esso si comporta come se fosse costituito dalla sola sezione a 470 kHz.

Nella posizione AM, i circuiti FM sono staccati dal resto del ricevitore, e non arriva tensione ai transistor RF.

Principio del rivelatore FM.

IL RIVELATORE « FUORI SINTONIA ».

Durante la manovra di sintonia per ottenere la ricezione di una emittente a onde medie, si ottiene la massima intensità sonora quando l'apparecchio è in esatta sintonia con la frequenza della trasmittente. Basta un leggero spostamento della manopola di sintonia per causare una diminuzione dell'intensità sonora, essendo l'apparecchio fuori sintonia. Oltre un certo spostamento della manopola di sintonia, l'emittente non si sente più.

In questo caso la frequenza della trasmittente rimane fissa, mentre varia quella dell'apparecchio ricevente.

Nel rivelatore FM avviene il contrario: il circuito del rivelatore rimane a frequenza fissa, mentre varia quella del segnale in arrivo, ossia quella della trasmittente.

Alla massima intensità sonora « messa in onda » corrisponde la massima deviazione di frequenza, come già indicato in fig. 3.3. Se il segnale MF/FM è, come generalmente, alla frequenza di 10,7 megahertz, in assenza di modulazione, e se alla

massima intensità sonora « messa in onda » corrisponde, come avviene, una deviazione di + 75 chilohertz, a tale massima intensità di modulazione corrisponde la frequenza di 10,775 megahertz.

Il circuito del rivelatore dovrà essere accordato a tale frequenza di 10,775 megahertz, affinché alla massima deviazione di frequenza del segnale corrisponda il massimo segnale BF, rivelato. Quando il segnale sarà a 10,7 megahertz, la tensione BF sarà zero, per fuori sintonia.

In tal modo è però possibile rivelare solo metà del segnale FM. Le deviazioni di frequenza sono due, una in più, da 10,7 a 10,775 e l'altra in meno, da 10,7 a 10,625 megahertz.

Poiché non è possibile accordare uno stesso circuito a due frequenze diverse, è necessario impiegare due circuiti accordati di rivelazione, uno a 10,775 megahertz, e l'altro a 10,625 megahertz.

L'ultimo trasformatore a media frequenza FM può avere due secondari, tarati alle due frequenze di ricezione; essi sono accoppiati al primario, tarato al valore della media frequenza, ossia a 10,7 megahertz.

La rivelazione ha luogo per effetto della curva di selettività dei due secondari. Tale curva è costituita da due tratti rettilinei, come in (*A*) di fig. 3.12, da un ginocchio

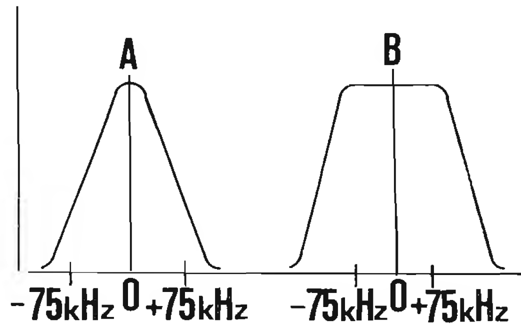


Fig. 3.12. - La curva di selettività del circuito accordato è utilizzata per ottenere la rivelazione del segnale FM.

superiore e da due tratti curvilinei inferiori. Si utilizza un solo tratto rettilineo di ciascuna delle due curve.

La curva di selettività del circuito primario è diversa da quella dei secondari, per consentire il passaggio dell'intera gamma di frequenze di modulazione. Può essere larga, ad es., 200 chilohertz, e avere una forma come indicato in (*B*) della figura. Le curve di selettività dei secondari sono invece strette, per consentire la rivelazione.

Le curve di selettività dei secondari vengono a trovarsi capovolte una rispetto all'altra, per la disposizione dei circuiti; il tratto rettilineo di una curva è seguito dal tratto rettilineo dell'altra curva. I due tratti formano un tratto solo, come nell'esempio di fig. 3.13. Il tratto *X Y* costituisce la caratteristica lineare di rivelazione.

La fig. 3.14 indica come può essere costituito lo stadio rivelatore FM del tipo « fuori sintonia » ora descritto. Nello schema sono segnati due diodi rivelatori, D1 e D2; sono contenuti nella stessa valvola, ma posono essere anche diodi al germanio in coppie selezionate tipo AA119 o simili.

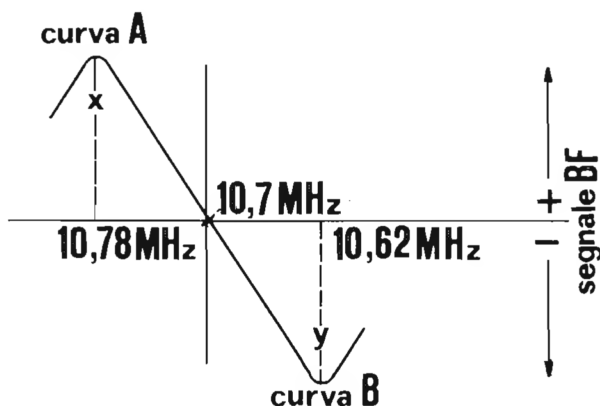


Fig. 3.13. - Il tratto XY costituisce la caratteristica lineare di rivelazione FM.

Ciascun circuito secondario funziona per proprio conto, e ciascuno possiede la propria resistenza di carico, R1 e R2. Il segnale BF viene prelevato dall'insieme delle due resistenze in serie. I due circuiti funzionano uno per volta. Se è presente la semionda positiva del segnale modulante (v. fig. 3.4), la frequenza del segnale MF/FM

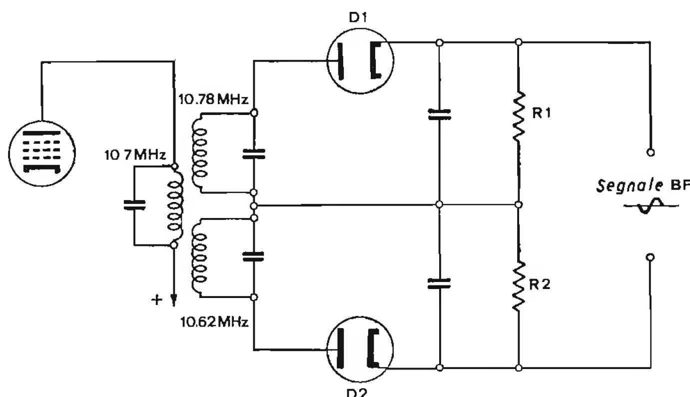


Fig. 3.14. - Esempio di rivelatore « fuori sintonia ».

aumenta, va verso 10,78 MHz, e quindi funziona solo il circuito segnato in alto. Non appena è presente la semionda negativa, il segnale MF/FM, da 10,7 MHz scende a frequenza più bassa, va verso 10,62 MHz, quindi funziona il circuito segnato sotto.

Questo rivelatore FM detto « fuori sintonia » (*off tuned discriminator*) presenta due notevoli svantaggi:

a) richiede una accurata taratura, dato che la rivelazione dipende dalla forma delle curve di selettività, e dalla posizione delle due curve, una rispetto all'altra;

b) rivela anche i segnali a modulazione di ampiezza, ossia, in pratica, anche i disturbi, per cui deve venire preceduto da una valvola apposita, detta *limitatrice*, in grado di eliminare la presenza di ogni traccia di segnale AM, ossia disturbo. Per queste due ragioni, al rivelatore FM « fuori sintonia » si preferisce un altro tipo di rivelatore FM « fuori fase », anziché « fuori sintonia ».

PRINCIPIO DEL RIVELATORE FM « FUORI FASE ».

Il principio fisico su cui si basa il rivelatore FM « fuori fase » è il seguente: le tensioni ai capi del primario e del secondario di un qualsiasi trasformatore MF sono « fuori fase », tale « fuori fase » varia al variare della frequenza del segnale. Ciò vale per tutti i circuiti accordati, accoppiati.

In fig. 3.15 sono indicati i circuiti accordati primario e secondario di un trasformatore MF; sono ambedue tarati alla frequenza di 10,7 MHz. A tale frequenza, ossia in assenza di modulazione, il segnale MF/FM è a 10,7 MHz. In queste condizioni, il

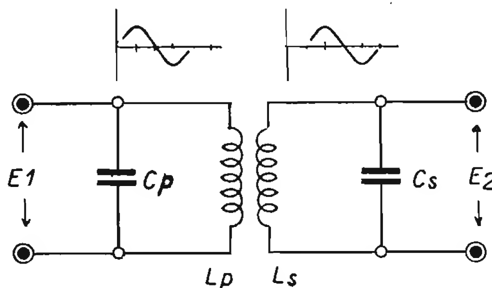


Fig. 3.15. - Il segnale MF ai capi del secondario è fuori fase di 90° rispetto quello ai capi del primario.

segnale presente ai capi del secondario è fuori fase di un quarto di periodo, ossia di 90°, rispetto il segnale ai capi del primario.

Non appena vi è modulazione e il segnale MF/FM devia in un senso o nell'altro, ossia la sua frequenza aumenta o diminuisce, varia immediatamente, e in esatta proporzione, anche lo sfasamento tra le tensioni primaria e secondaria.

È possibile la utilizzazione pratica di questo fenomeno, *sommando* la tensione ai capi del primario con quella ai capi del secondario.

Se due segnali *esattamente in fase* vengono sovrapposti, si ottiene un solo segnale, l'ampiezza del quale è data dalla somma delle due ampiezze. Se due segnali esattamente *in opposizione di fase*, ossia fuori fase di 180°, vengono sovrapposti, si ottiene un solo segnale la cui ampiezza corrisponde alla sottrazione dell'ampiezza mag-

giore meno la minore. Se i due segnali sovrapposti, in opposizione di fase, sono della stessa ampiezza, essì si annullano: si ottiene un segnale zero.

Sovrapponendo due segnali in continua variazione di fase, si ottiene un solo segnale in continua variazione di ampiezza. Basta rettificare questo segnale a variazione d'ampiezza, per ottenere il segnale a bassa frequenza.

In tal modo non è più necessario che il trasformatore MF/FM finale abbia due secondari, come nell'esempio precedente; è sufficiente un secondario solo. Non è più necessario effettuare tarature su frequenze diverse da quella di 10,7 MHz; tanto il primario quanto il secondario sono tarati alla stessa frequenza, quella di 10,7 MHz. È però necessario predisporre un circuito per ottenere la sovrapposizione del segnale presente ai capi del primario, con quello presente ai capi del secondario.

CONVERSIONE DEL SEGNALE FM IN SEGNALE AM.

La sovrapposizione della tensione ai capi del primario, con la tensione ai capi del secondario, costituisce la condizione indispensabile per ottenere la rivelazione del segnale a modulazione di frequenza. Con tale sovrapposizione, si ottiene la conversione dalla modulazione di frequenza alla modulazione di ampiezza. Si ottiene, cioè, un segnale a modulazione di ampiezza al posto del segnale a modulazione di frequenza.

Non esistono rivelatori a modulazione di frequenza; esistono soltanto rivelatori a modulazione di ampiezza, ossia i soliti rivelatori a diodi in uso negli apparecchi ad onde medie e corte (AM). È perciò necessario convertire prima il segnale a modulazione di frequenza in segnale a modulazione di ampiezza, e poi rivelare questo secondo segnale, ossia ricavare da esso il segnale audio, a bassa frequenza.

Mentre nello stadio convertitore, all'entrata dell'apparecchio, si attua una sovrapposizione di due segnali *a frequenza diversa*, per ottenere un terzo segnale A MEDIA FREQUENZA, nello stadio rivelatore FM si attua la sovrapposizione di due segnali alla stessa frequenza ma *a fase diversa*, per ottenere un terzo segnale atto ad essere rivelato.

I due segnali che vengono sovrapposti, sono, come detto, quello ai capi del primario del trasformatore FM, e quello ai capi del secondario dello stesso trasformatore. Sono alla stessa frequenza, ma sono spostati di fase; tale spostamento di fase è di 90° quando non vi è modulazione, quando cioè la frequenza dei due segnali è quella MF/FM, ossia 10,7 MHz. Non appena vi è modulazione e quindi deviazione di frequenza, lo sfasamento non è più di 90°, ma maggiore o minore a seconda che la frequenza sia aumentata o diminuita. La variazione di fase segue esattamente la variazione di frequenza.

La conversione del segnale FM in segnale AM, rivelabile, è ottenuta con l'intermediario della variazione di fase.

Esistono vari tipi di rivelatori FM, poiché vi sono diversi modi per ottenere la sovrapposizione delle due tensioni FM, e diversi sistemi di rivelazione.

ESEMPIO DI CONVERSIONE DA FM AD AM.

La fig. 3.16 riporta lo schema tipico di un rivelatore FM, del tipo « fuori fase », ossia richiedente la conversione di modulazione prima della rivelazione. Tutti i rivelatori FM attualmente in uso si basano su questo principio, per quanto la loro attuazione pratica possa essere diversa.

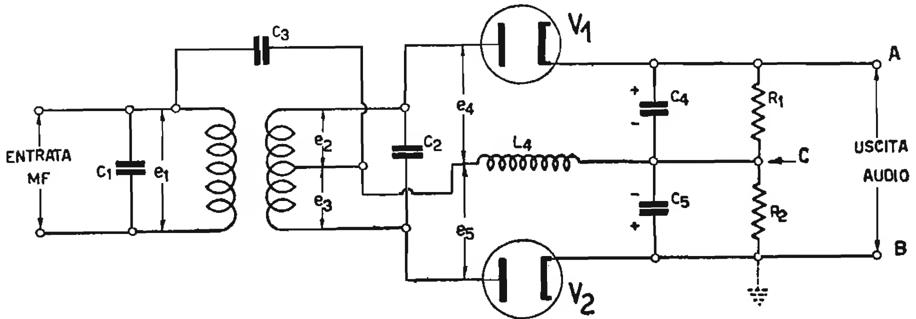


Fig. 3.16. - Esempio di rivelatore FM di tipo « fuori fase ».

I due circuiti, primario e secondario, dell'ultimo trasformatore MF/FM sono identici, tarati alla stessa frequenza di 10,7 MHz, con la sola differenza che il secondario è provvisto di una presa al centro. La tensione a media frequenza presente ai capi del primario è indicata con e_1. Ai capi del secondario la tensione è suddivisa in due parti, esse sono e_2 ed e_3 .

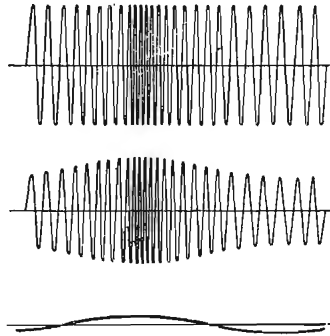


Fig. 3.17. - Il segnale FM da rivelare viene convertito in segnale AM/FM e poi rivelato.

La conversione di modulazione, ossia la conversione del segnale MF/FM in segnale MF/AM, si ottiene sovrapponendo la tensione e_1 con le due tensioni secondarie, e_2 ed e_3 , in quanto queste ultime sono sfasate rispetto alla tensione primaria.

Da tale sovrapposizione risultano altre due tensioni, e_4 ed e_5 . Mentre le tre prime tensioni sono a modulazione di frequenza, e perciò ad ampiezza costante, le

ultime due sono a modulazione di frequenza E A MODULAZIONE DI AMPIEZZA. È perciò possibile ottenere da esse il segnale a bassa frequenza. All'atto della rivelazione, la loro modulazione di frequenza non conta nulla, conta soltanto la loro modulazione di ampiezza.

La fig. 3.17 illustra, in alto, quale può essere il segnale ai capi del primario del trasformatore MF/FM; esso è a modulazione di frequenza; al centro è indicato quale può essere il segnale dopo la conversione, modulato in frequenza e in ampiezza (la modulazione di ampiezza corrisponde esattamente alla modulazione di frequenza); in basso è riportato il segnale audio, a bassa frequenza, ottenuto dalla rivelazione del segnale precedente.

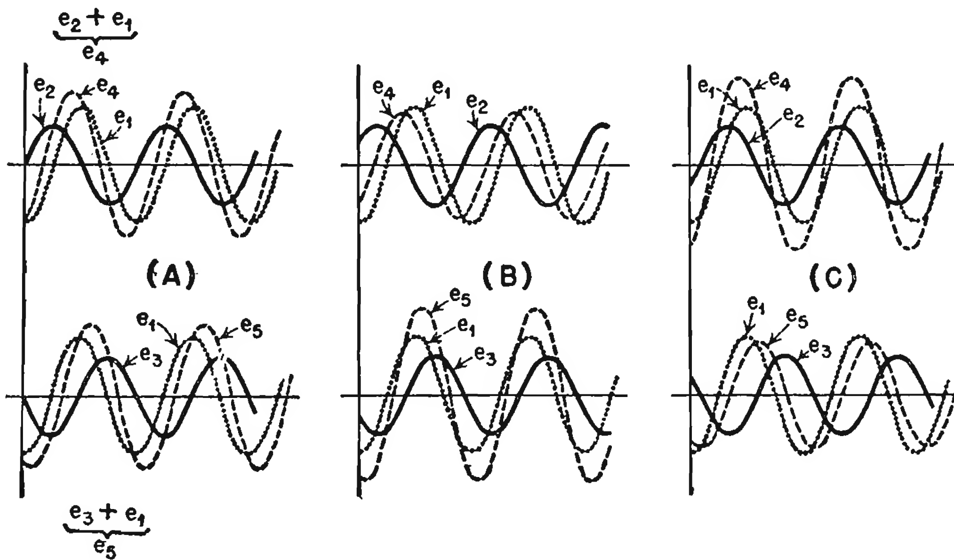


Fig. 3.18. - La sovrapposizione di due segnali ad ampiezza costante, ma fuori fase, determina un terzo segnale ad ampiezza variabile, e quindi atto ad essere rivelato.

I segnali e_1, e_2 ed e_3 sono a modulazione di frequenza, mentre i segnali e_4 ed e_5 sono a modulazione di frequenza e di ampiezza.

Per ottenere la sovrapposizione della tensione primaria con le tensioni secondarie, una parte della tensione primaria viene « iniettata » nell'avvolgimento secondario, nella sua presa al centro, mediante un condensatore di capacità adeguata, generalmente di 20 pF, indicato in figura con C3. L'impedenza ad alta frequenza, L4, ha il compito di chiudere i circuiti dei due diodi rivelatori, e di impedire che la tensione primaria si trasferisca a massa.

La fig. 3.18 illustra la formazione delle due tensioni e_4 ed e_5 per effetto di tale sovrapposizione. In (A) è indicato quanto avviene in assenza di modulazione,

quando la frequenza delle tensioni sovrapposte è quella della media frequenza FM. In alto è indicata la formazione della tensione e_4, applicata al diodo V1; in basso è indicata la formazione di e_5, applicata al diodo V2.

Le tensioni secondarie e_2 ed e_3 sono disegnate a tratto pieno. Esse sono in opposizione di fase, come sempre avviene quando l'avvolgimento è provvisto di presa al centro. Inoltre esse si trovano sfasate di 90° rispetto alla tensione primaria e_1, alla quale sono sovrapposte.

Nell'esempio (*A*) le due tensioni risultanti e_4 ed e_5 sono eguali, sono cioè della stessa ampiezza. Tale ampiezza è un po' maggiore di quella della tensione primaria, in quanto ad essa è sovrapposta anche la tensione secondaria corrispondente, sfasata di 90°. L'ampiezza si mantiene costante, e non dà luogo ad alcun segnale BF, ma solo ad una tensione continua, data l'assenza di modulazione.

Nell'esempio (*B*) vi è una deviazione di frequenza sopra quella di risonanza, sopra i 10,7 MHz, per presenza di modulazione. Lo sfasamento non è più di 90°. La tensione risultante e_4 è minore della tensione primaria, mentre la tensione risultante e_5 è maggiore della primaria. Ne risulta che la tensione applicata ad un diodo è minore di quella applicata all'altro diodo; ai capi delle due resistenze di carico R1 e R2 vi sono due tensioni diverse; la *differenza* di tali tensioni costituisce il segnale audio, prelevato dai capi *A* e *B* del rivelatore.

Nell'esempio (C) vi è una deviazione di frequenza in senso opposto, sotto quella di risonanza a 10,7 MHz. In questo caso è la tensione risultante e_4 ad essere maggiore, mentre la e_5 è minore. Anche in questo caso si formano, ai capi delle resistenze di carico, due tensioni diverse, la cui differenza costituisce l'altra semionda del segnale BF.

Dalla figura risulta che mentre l'ampiezza della tensione primaria e quella delle tensioni secondarie RIMANE COSTANTE, l'ampiezza delle due tensioni risultanti VARIA.

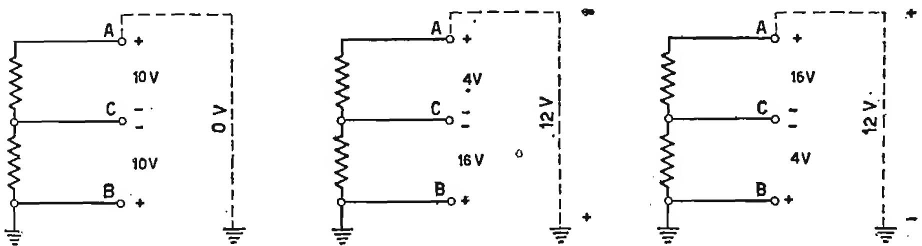


Fig. 3.19. - Il segnale audio è dato dalla differenza di tensione positiva ai capi A e B.

Sono due tensioni a modulazione d'ampiezza e di frequenza. Poiché le tensioni sono due, sono due anche i diodi rivelatori, ciascuno con il proprio circuito di carico, R1 e C4, R2 e C5 (v. fig. 3.16).

I punti *A* e *B* da cui è prelevato il segnale BF sono ambedue a polarità positiva, in quanto sono corrispondenti ai catodi dei due diodi. In assenza di modulazione, la

tensione positiva a ciascuno dei due catodi, e quindi ai due punti *A* e *B*, può essere, ad es., di + 10 V, rispetto al punto C. Poiché tanto *A* quanto *B* sono a + 10 V, la tensione tra di essi è zero. In altri termini, il punto *A* è a zero volt rispetto massa, come in fig. 3.19.

Se vi è modulazione, e la frequenza subisce un aumento, la tensione alla placca di V1 diminuisce, mentre a quella di V2 aumenta; se la tensione al catodo di V1 passa da + 10 a + 4 V, quella al catodo di V2 passa da + 10 a + 16 V. Il punto *A* è a + 4 V rispetto al punto C, mentre il punto *B* è a + 16 V, sicché il punto *A* si trova a — 12 V rispetto a massa.

Se la frequenza subisce una corrispondente diminuzione, la tensione di placca di V1 aumenta, mentre quella di V2 diminuisce; la tensione al catodo di V1 passa da + 10 a + 16 V, mentre quella al catodo di V2 passa da + 10 a + 4 V. Il punto *A* è a + 16 V rispetto al punto C, mentre il punto *B* è a + 4 V, sicché il punto *A* si trova a + 12 V rispetto a massa.

La modulazione di frequenza presente nel segnale in arrivo viene in tal modo convertita in segnale a bassa frequenza. Il rivelatore di fig. 3.16 consente di ricavare il segnale a bassa frequenza dal segnale FM a media frequenza. La rivelazione è sempre a modulazione di ampiezza, ma per effetto della conversione del segnale FM in segnale FM + AM, esso funziona come se fosse un rivelatore FM.

Il rivelatore FM descritto vien detto *discriminatore di fase* o anche *discriminatore di Foster-Seeley*. Esso presenta il grave inconveniente di rivelare anche i segnali-disturbo, tutti a modulazione di ampiezza. Era in uso nei primi apparecchi a modulazione di frequenza. Per evitare, almeno in parte, la presenza dei disturbi, veniva fatto precedere da una o da due valvole limitatrici, alle quali era affidato il compito di « tosare » il segnale a media frequenza, prima di farlo pervenire al rivelatore. In tal modo i segnali-disturbo venivano parzialmente eliminati.

PRINCIPIO DEL RIVELATORE FM A RAPPORTO.

La modulazione di frequenza è particolarmente utile per servire un gran numero di piccole zone, mediante trasmittenti di piccolissima potenza, a volte addirittura irrisoria, come ad es. quella di 50 watt. Ma affinché ciò sia possibile è necessario che gli apparecchi riceventi a modulazione di frequenza non captino anche i disturbi, i quali possono essere molto più forti dei segnali-radio diffusi dalle stazioni di piccolissima potenza, diversamente la ricezione diventa praticamente impossibile.

Nei primi tempi, quando era in uso il discriminatore di fase descritto, la modulazione di frequenza non aveva possibilità di vasta diffusione, poiché richiedeva emittenti di potenza considerevole, non adatti per servire piccole località. Risultava un doppione della modulazione di ampiezza.

La modulazione di frequenza ottenne rapida diffusione non appena fu possibile realizzare un rivelatore FM simile a quello descritto, ma tale da escludere completamente i segnali-disturbo, ossia i segnali a modulazione di ampiezza, e risultare sensibile soltanto ai segnali risultanti dalla conversione di modulazione, anzidetta. Questo

nuovo rivelatore, oggi presente in tutti gli apparecchi a modulazione di frequenza, è detto *rivelatore a rapporto*.

Mentre il discriminatore ottiene il segnale audio dalla *differenza* delle due tensioni BF, presenti ai capi delle due resistenze di carico R1 e R2, il rivelatore a rapporto ottiene lo stesso segnale audio dal RAPPORTO tra le stesse due tensioni.

Se, come nell'esempio fatto, la tensione a uno dei catodi è di + 16 V e la tensione all'altro catodo è di + 4 V, la *differenza* è di + 12 V. È questa la tensione del segnale audio. Si supponga che sia improvvisamente presente un segnale-disturbo, e che esso raddoppi tutte le tensioni, invece di + 16 si avrà + 32, e invece di + 4 si avrà + 8. La *differenza* sarà di + 24. Anche il segnale audio-disturbo sarà, logicamente, raddoppiato.

Questo raddoppiamento del segnale audio-disturbo non sarebbe avvenuto se invece della differenza si fosse trattato del rapporto. Infatti: il rapporto 16 : 4 = 4; ma anche il rapporto 32 : 8 = 4. È bastato questo semplice accorgimento per evitare la ricezione dei segnali-disturbo da parte del rivelatore FM, con conseguente cambiamento di tutta la tecnica delle radiodiffusioni, degli apparecchi radio e dell'organizzazione del servizio delle radiodiffusioni. È solo perché il rivelatore FM degli attuali apparecchi è del tipo a rapporto anziché a differenza, che è stato possibile mettere in funzione centinaia di piccole emittenti FM sparse su tutto il territorio nazionale.

IL RIVELATORE CON DIODI IN SERIE.

Affinché il segnale audio risulti dal rapporto e non dalla differenza tra le due tensioni BF presenti all'uscita del rivelatore, è necessario che i due diodi vengano disposti in serie, anziché in parallelo, o meglio, è necessario che i due diodi e le due resistenze di carico siano disposti « a ponte », e che il segnale audio venga prelevato dai capi di una terza resistenza, collocata come un ponte, tra i due diodi e le due resistenze di carico. È questa la disposizione in uso per la misura delle resistenze, dei condensatori, delle induttanze e delle tensioni con gli apparecchi a ponte.

La fig. 3.20 riporta lo schema di un rivelatore FM a rapporto; i diodi D1 e D2 sono posti in serie anziché in parallelo come nollo schema del discriminatore; uno di essi è capovolto rispetto all'altro. Il segnale audio non viene prelevato dai punti *A* e *B*, ma dai punti C e *D*, dai capi della resistenza R3, posta tra i due rami del ponte, ossia tra la presa centrale del secondario e la presa tra le due resistenze di carico. Se ai capi delle due resistenze di carico, R1 e R2, vi è la stessa tensione, qualunque sia il suo valore, la resistenza R3 non è percorsa da alcuna corrente, poiché ai suoi capi non vi è alcuna differenza di potenziale. Non appena vi è modulazione, e vi è quindi differenza di tensione ai capi delle due resistenze, tale differenza provoca il passaggio di una corrente attraverso R3, e quindi una tensione ai suoi capi, ossia un segnale audio. Il valore della tensione ai capi di R3 è sempre data dal rapporto tra le due tensioni ai capi delle resistenze di carico.

La sovrapposizione delle tre tensioni a media frequenza FM, primaria e secon-

darie, avviene esattamente nello stesso modo come nel discriminatore. La diversità tra il discriminatore e il rivelatore a rapporto consiste soltanto nel diverso modo con cui viene prelevato il segnale audio.

Come detto, il grande vantaggio del rivelatore a rapporto consiste nel fatto che esso non rivela i segnali-disturbo, se non in modo assai limitato. Le tensioni-disturbo possono variare ampiamente il valore del numeratore e del denominatore, senza che perciò il rapporto abbia a risultare alterato. Ciò avviene sia se la tensione-disturbo provoca un aumento, sia se essa provoca una diminuzione nell'ampiezza della portante. Nell'esempio fatto, non solo 16 : 4 = 4, e non solo 32 : 8 = 4, ma anche 8 : 2 = 4.

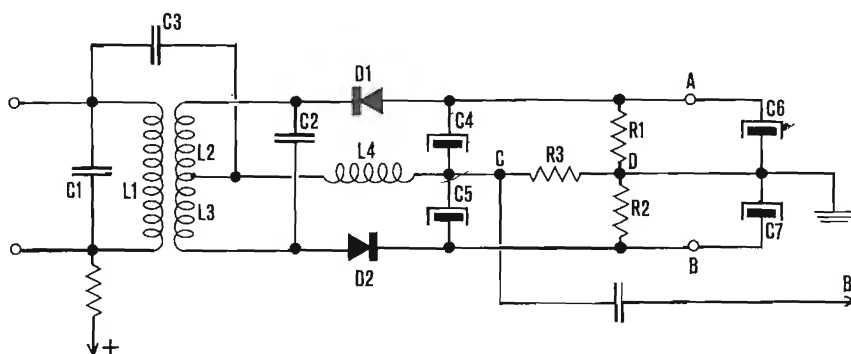


Fig. 3.20. - Schema di rivelatore a rapporto, con diodi in serie.

Il rivelatore FM a rapporto consente un'altra interessante innovazione. Il segnale-disturbo può essere tale da sopprimere completamente il segnale-radio, paralizzando il rivelatore FM, e portando a zero il segnale-audio. A questo inconveniente non era possibile porre alcun rimedio quando era in uso il discriminatore di fase; è invece possibile ovviare ad esso con il rivelatore FM a rapporto. Basta infatti inserire due condensatori di capacità adeguata tra i punti *A* e *B*. I condensatori inseriti sono C6 e C7. Essi agiscono da condensatori-volano; forniscono la tensione necessaria per compensare le eventuali improvvise cadute del segnale-audio.

La fig. 3.21 riporta, in alto, quale può essere il segnale-audio prelevato da un discriminatore, spezzettato per la presenza di segnali-disturbo. La stessa figura riporta in basso come appare lo stesso segnale-audio, in presenza degli stessi disturbi, in seguito alla compensazione dovuta ai due condensatori-volano.

In assenza di segnali-disturbo, i due condensatori-volano si caricano al valore medio della tensione del segnale audio, e a tale valore la loro tensione di carica rimane sino all'istante in cui la tensione del segnale audio scompare, in questo istante essi si scaricano parzialmente, e compensano l'istantanea assenza del segnale audio, la quale non risulta avvertita dall'ascoltatore.

Infine, poiché il punto *A* è sempre a tensione negativa, è possibile prelevare da esso la tensione per il CAV.

Il rivelatore FM a rapporto descritto è detto *bilanciato*, in quanto i due rami del ponte sono eguali e possono venir paragonati ai due piatti di una bilancia.

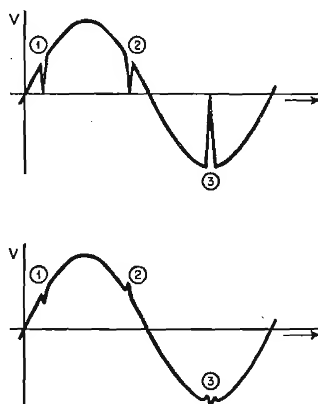


Fig. 3.21. - In alto, segnale audio rivelato con discriminatore, in presenza di disturbi; in basso, stesso segnale rivelato con rivelatore a rapporto, in presenza degli stessi disturbi.

Il rivelatore a rapporto, di tipo non bilanciato.

Non è necessario che il rivelatore a rapporto sia di tipo bilanciato, e che consenta la ricezione di ambedue le semionde del segnale audio; può essere di *tipo non bilanciato* (unbalanced ratio detector), in quanto la ricezione di una sola semionda del segnale è ampiamente sufficiente per una buona riproduzione sonora. Il rivelatore FM non bilanciato risulta più semplice (vedasi fig. 3.22).

In questo esempio di rivelatore a rapporto non bilanciato, la sovrapposizione della tensione primaria con le due tensioni secondarie è ottenuta mediante un *avvolgimento terziario*, strettamente accoppiato all'avvolgimento primario e collegato al centro di quello secondario. Il risultato non varia pur consentendo una maggiore semplicità costruttiva; infatti il condensatore C3 e la bobina d'impedenza L4 risultano sostituiti da alcune spire, tre o quattro, avvolte sopra l'avvolgimento primario. Per questa ragione, negli attuali rivelatori FM è quasi sempre usato l'avvolgimento terziario al posto del condensatore e dell'impedenza AF.

Il filtro di deenfasi.

Con la modulazione di frequenza è possibile mettere in onda una più ampia gamma di frequenze sonore, e ottenere perciò riproduzioni musicali a fedeltà più elevata. Mentre con la modulazione di ampiezza non è possibile ottenere la ripro-

duzione di frequenze sonore oltre i 4 000 Hz, con la modulazione di frequenza è possibile superare notevolmente questo limite, con conseguente possibilità di riproduzione delle frequenze elevate degli strumenti musicali.

La riproduzione di frequenze oltre i 4 000 Hz presenta un grave inconveniente: quello di rendere presente il fruscio delle valvole, ossia il rumore di fondo dovuto alla agitazione termica dell'emissione elettronica. Per fruscio delle valvole non si intende qui soltanto il rumore di fondo da cui erano affetti i vecchi ricevitori a valvole, ma quel fruscio che accompagna sempre l'emissione elettronica nei tubi trasmittenti. Comunque neppure gli stadi riceventi a semiconduttori sono esenti da rumore di fondo, che sia pure per diversa origine, rende il problema accennato tuttora attuale. È per questa ragione che è opportuno eliminare tutte le frequenze elevate, intorno e oltre i 4 000 Hz. Tale eliminazione delle frequenze armoniche superiori riduce però alquanto la naturalezza delle riproduzioni sonore, la quale potrebbe essere ottenuta approfittando del maggiore canale FM, rispetto quello AM, e conseguente possibilità di mettere in onda anche frequenze assai elevate.

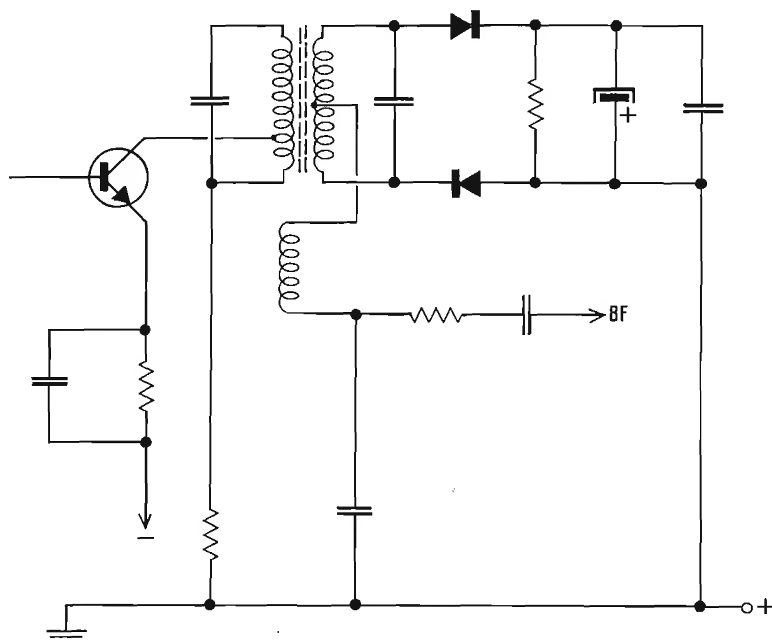


Fig. 3.22. - Schema di stadio rivelatore FM del tipo non bilanciato.

Essendo questo il secondo grande vantaggio della FM rispetto l'AM, l'inconveniente della riproduzione del fruscio delle valvole è stato notevolmente attenuato mediante un particolare accorgimento. Esso consiste nell'amplificare di più le frequenze sonore elevate, tanto di più quanto più sono elevate, all'atto della trasmis-

sione, e di filtrare tali frequenze in modo da riportarle al livello normale, all'atto della ricezione. Così facendo si ottiene di ridurre alquanto il fruscio, il quale risulta filtrato, e di ridurre quanto basta le frequenze sonore elevate. Sono in uso i due termini: *enfasi* per la trasmissione, e *deenfasi* per la ricezione.

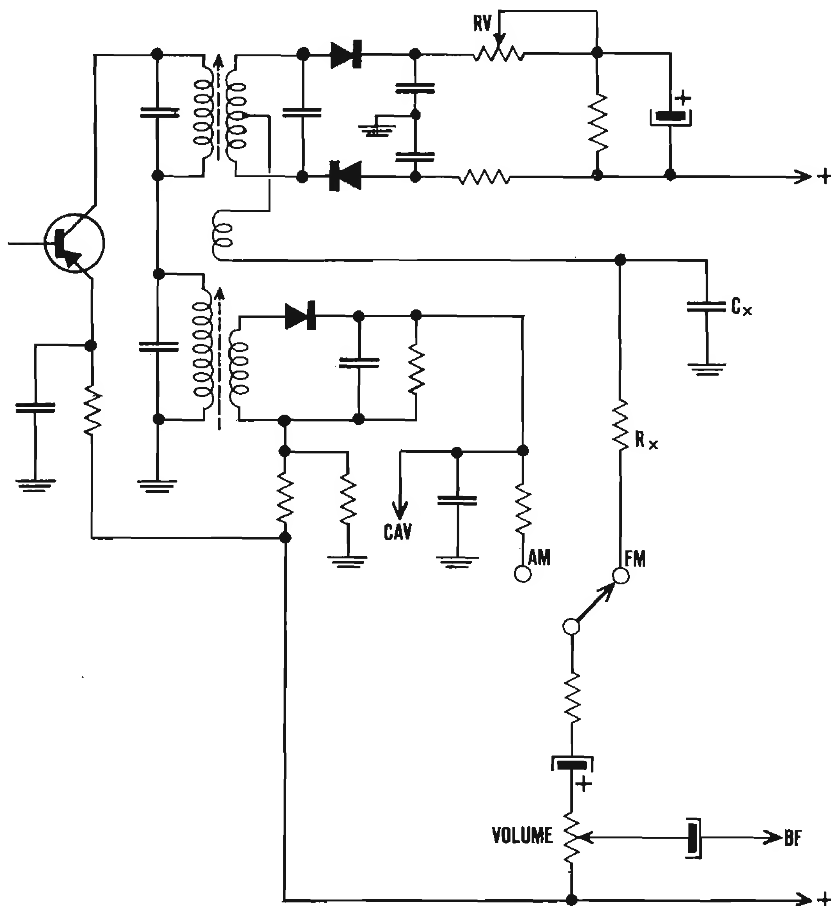


Fig. 3.23. - Schema di principio di rivelatore FM a rapporto e rivelatore AM. Cx e Rx formano il filtro di deenfasi.

Gli apparecchi FM sono provvisti di un filtro deenfasi, posto all'uscita del rivelatore FM, prima del controllo di volume, o combinato con esso. Consiste di un condensatore di capacità elevata, intorno ai 5 000 pF, e di una resistenza fissa adeguata. La costante di tempo del filtro è, generalmente, di 75 microsecondi.

La fig. 3.23 riporta lo schema dello stadio rivelatore di un apparecchio AM/FM del tipo ad alta fedeltà di riproduzione; la rivelazione del segnale FM è affidata ad

una coppia di diodi al germanio. L'avvolgimento terziario è collegato alla presa al centro dell'avvolgimento secondario, e va all'uscita FM del commutatore di gamma, attraverso il filtro di deenfasi.

Il filtro deenfasi è costituito da un condensatore (Cx) e da una resistenza (Rx).

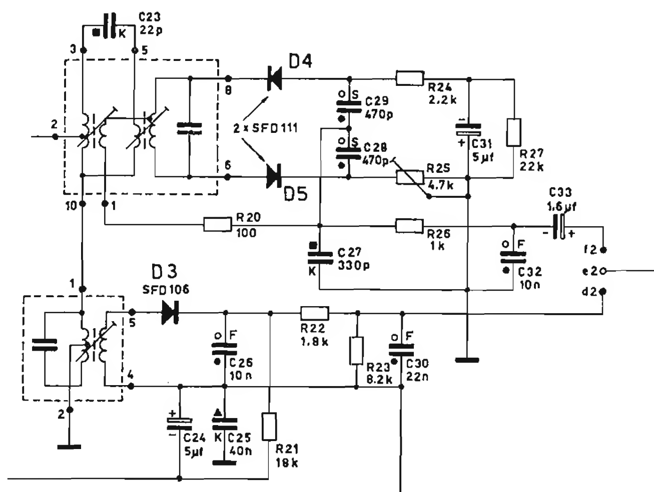


Fig. 3.24. - Esempio di rivelatore a rapporto con filtro deenfasi, per il segnale MF/FM, e di rivelatore per onde medie e corte.

Ciò che importa è che il valore del condensatore sia condizionato a quello della resistenza, in modo che la costante di tempo sia quella necessaria, di 75 microsecondi.

Alcuni apparecchi ad alta fedeltà musicale sono provvisti di *controllo deenfasi*, costituito da una resistenza variabile al posto della fissa.

Esempi pratici di ricevitori a modulazione di ampiezza e di frequenza.

Gli apparecchi a modulazione di frequenza che vengono costruiti attualmente sono tutti provvisti di un rivelatore FM a rapporto, bilanciato, con tre diodi, due diodi per l'FM e un diodo per l'AM.

La fig. 3.25 riporta lo schema di ricevitore Siemens Elettra per onde medie e modulazione di frequenza a nove transistor.

Lo schema è classico: circuito d'antenna semiaperiodico, transistor amplificatori FM collegati con base comune, i due ultimi trasformatori di MF del tipo doppio con gli avvolgimenti a 10,7 MHz e a 460 kHz in serie.

Il rivelatore a rapporto è invece di tipo particolare. Il terzo avvolgimento è posto a massa ed il segnale BF è prelevato ad un capo della resistenza di carico (R28). Il filtro di deenfasi è costituito dalla resistenza R29 da 10 kΩ e dal condensatore C46 da 4,7 nF. Si nota inoltre il condensatore volano da 5 µF (C45).

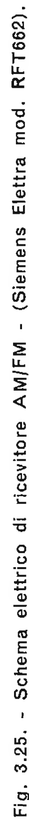


Fig. 3.25. - Schema elettrico di ricevitore AM/FM - (Siemens Elettra mod. RFT662).

I dati caratteristici forniti dalla Casa sono:

— Gamma onde medie:
  da 520 a 1620 kHz
  media frequenza = 460 kHz
  sensibilità = 45 μV/m
— Gamma FM:
  da 87 a 104 MHz
  media frequenza = 10,7 MHz
  sensibilità = 2,2 μV/m
  presa antenna = 300 Ω simmetrica
— Potenza d'uscita = 2,5 W
— Distorsione (a 2,5 W) = 10 %.

La fig. 3.26 riporta un altro esempio di ricevitore AM/FM (AUTOVOX RB277A).

Trattandosi qui di apparecchio autoradio vi è uno stadio amplificatore RF anche nella gamma onde medie, per raggiungere una maggiore sensibilità e rendere più efficace l'azione del CAV.

Queste sono le caratteristiche principali:

— Gamma di ricezione:
  OL da 150 a 255 kHz
  OM da 520 a 1610 kHz
  FM da 87,5 a 104 MHz
— Frequenza intermedia:
  AM = 455 kHz
  FM = 10,7 MHz
— Sensibilità (limitata a 20 dB):
  OL circa 50 μV
  OC circa 15 μV
  FM circa 2 μV
— Potenza d'uscita = 6 W
— Impedenza di carico = 3,2÷4 Ω
— Alimentazione = 12 V con neg. a massa
— Consumo = 0,75 A circa a 6 W.

In questo schema il rivelatore a rapporto è del tipo classico con l'avvolgimento terziario collegato alla presa centrale del secondario della media frequenza FM e accoppiato al primario.

Il circuito di deenfasi comprende la resistenza R51 di 47 Ω, la resistenza R52 di 2,2 kΩ ed i condensatori C76 e C77 rispettivamente da 1 e 6,8 nF. Dall'uscita

Fig. 3.26. - Schema elettrico di autoradio a tre gamme d'onda: OM-OL-FM. - (Autovox RA/RB277A).

del circuito deenfasi è prelevata una percentuale di segnale BF per il controllo automatico di frequenza (CAF).

Il condensatore volano (C75) è di 2,2 μF ed un braccio della resistenza di carico è costituito da un trimmer (R50) da regolare una volta tanto in sede di taratura, per bilanciare il circuito.

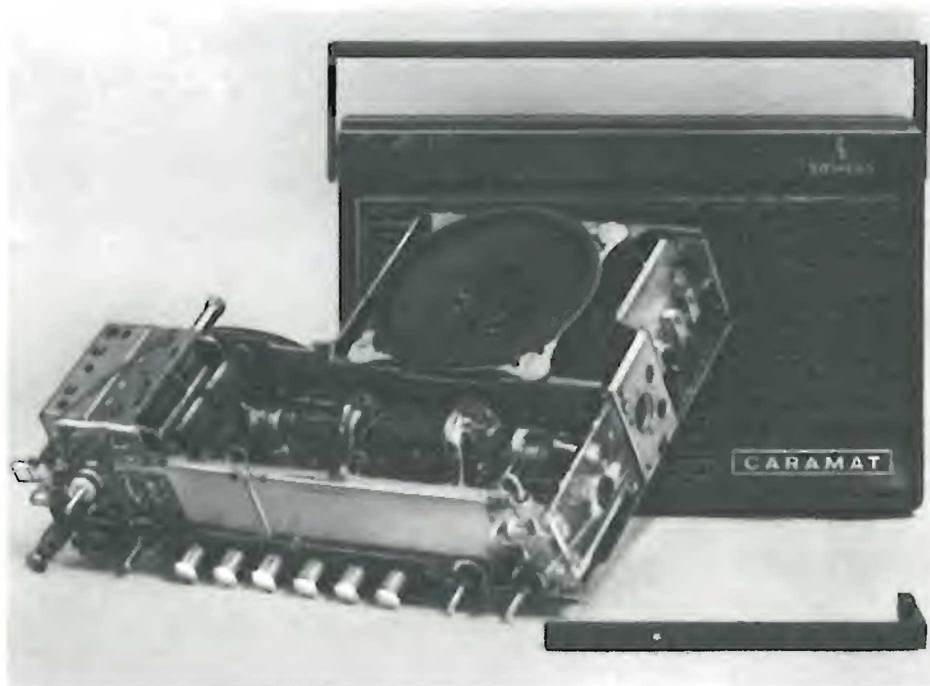


Fig. 3.27. - Chassis completo di ricevitore Siemens Elettra CARAMAT RK15, per AM/FM, a cinque gamme d'onda.

Il passaggio da una gamma all'altra si ottiene con un commutatore a tastiera a tre pulsanti, più due per tono e interruttore. Nello schema la commutazione è su OM.

CAPITOLO QUARTO

COMANDI E CONTROLLI DELL'APPARECCHIO RADIO RICEVENTE

Il controllo di volume.

La regolazione del volume sonoro dell'apparecchio radio avviene mediante una resistenza variabile presente nel circuito di rivelazione, detta comunemente *controllo di volume*. È a variazione logaritmica per il fatto che la sensibilità dell'orecchio diminuisce rapidamente con l'aumentare dell'intensità sonora; è sensibilissimo ai suoni deboli, e poco sensibile ai suoni forti; in tal modo risulta protetto dai danni che diversamente gli potrebbero essere arrecati dalle grandi intensità sonore.

LIVELLO SONORO E POTENZA SONORA. — Occorre far attenzione a non confondere la *sensazione sonora* con l'*intensità sonora*; la sensazione si riferisce all'ascoltatore, ossia ai suoni così come vengono intesi; l'intensità sonora si riferisce invece alla sorgente sonora, ossia ai suoni come sono in realtà. Al termine sensazione sonora equivale quello di *livello sonoro*; al termine intensità sonora equivale quello di *potenza sonora*. Uno è il fenomeno fisiologico della percezione dei suoni da parte dell'orecchio, l'altro è il fenomeno fisico della produzione dei suoni. Se ci si riferisce a tensioni o correnti ad audiofrequenza presenti nell'apparecchio, allora è l'intensità sonora che conta; se invece ci si riferisce all'audizione dei suoni riprodotti, allora è il livello sonoro che conta.

IL DECIBEL. — La scala delle sensazioni sonore, o dei livelli sonori, può essere paragonata alla scala termometrica. Come vi è una temperatura a zero gradi in cui l'acqua si congela, vi è un'altra a 100 gradi in cui l'acqua bolle, così vi è un livello sonoro a zero gradi, corrispondente a suoni debolissimi, appena percettibili, e vi è un livello sonoro a 100 gradi, in cui i suoni sono fortissimi. L'unità di misura teorica è il *bel*, l'unità di misura pratica è il decimo di bel, ossia il *decibel*, abbr. dB.

Il ticchettio di un orologio da polso posto a qualche metro di distanza, inteso nel silenzio notturno di una stanza, può essere a zero *decibel*. Esistono suoni più deboli ancora, non percettibili dall'orecchio; sono suoni sotto lo zero decibel. Esistono pure suoni estremamente forti, sopra i 100 decibel; l'orecchio sente suoni sino a

127 decibel, a quel punto ha inizio il dolore. Suoni più forti ancora si sentono soltanto come dolore.

Se l'intensità di un suono appena percettibile, a zero decibel viene aumentata di 10 volte, il suono non viene inteso dieci volte più forte, viene inteso solo leggermente più forte, ma rimane un suono debolissimo. Così rinforzato viene a trovarsi a 1 bel della scala, ossia a 10 decibel, come risulta dalla fig. 4.1, nella quale sono confrontate le due scale, quella delle sensazioni e dei livelli sonori in decibel e quella dell'intensità sonora.

Se l'intensità di un suono a zero decibel viene aumentata di 100 volte anziché di 10, il suono rimane ancora tra i debolissimi ed i deboli, a 2 bel, ossia a 20 decibel della scala. Ad un aumento dell'intensità di 1 000 volte corrisponde la sensazione di 3 bel, ossia di 30 decibel; a quella di 10 000 volte corrisponde la sensazione di 4 bel, ossia di 40 decibel, e così di seguito. Ad un aumento dell'intensità sonora di 1 milione di volte corrisponde la sensazione, il livello sonoro di 6 bel, ossia di 60 decibel.

Si noti che invece di scrivere 10, 100, 1 000, 10 000, 100 000, 1 000 000, ecc. si può scrivere 10^1, 10^2, 10^3, 10^4, 10^5, 10^6 e così di seguito. Gli esponenti 1, 2, 3, 4, 5, 6, ecc. corrispondono ai bel della sensazione sonora, del livello sonoro. Ciò per il fatto che 1, 2, 3, 4, 5, 6, ecc. sono rispettivamente i logaritmi decimali di 10, 100, 1 000, 10 000, 100 000, 1 000 000, ecc.

Affinché un livello sonoro possa passare da 0 a 100 decibel, occorre che l'intensità del suono venga aumentata di 10 miliardi di volte, visto che 100 decibel corrispondono a 10 bel, e dato che 10 è il logaritmo di 10 000 000 000.

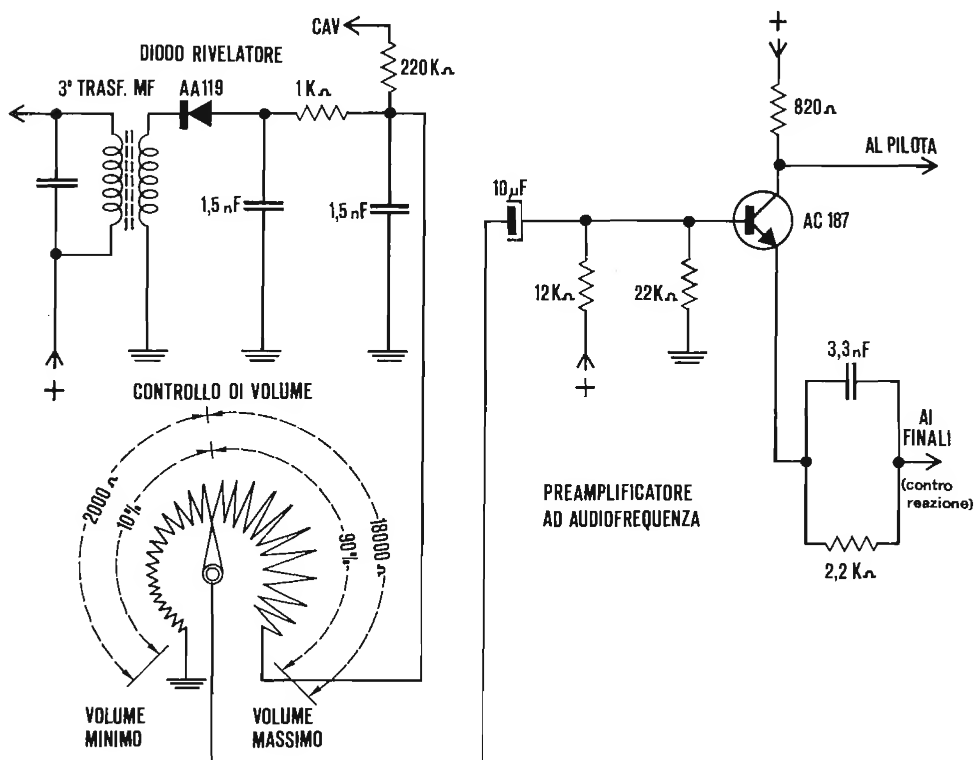
DINAMICA DELL'APPARECCHIO RADIO. — Con il controllo di volume al minimo, l'apparecchio radio produce nell'ambiente in cui si trova un livello sonoro minimo, che può essere ad es. di 30 decibel. Tale livello minimo non può scendere sotto un certo valore, dato il rumore di fondo dell'apparecchio, il quale risulta molto alto rispetto al ticchettio di un orologio da polso, se inteso nel silenzio notturno.

Con il controllo di volume al massimo, l'apparecchio produce nell'ambiente un elevato livello sonoro, il quale dipende dalla potenza dell'apparecchio e dalla cubatura dell'ambiente; può essere, ad es., di 65 decibel. La differenza tra i due livelli sonori è detta *dinamica dell'apparecchio radio*; nell'esempio fatto è di 65 — 30 = 35 decibel. Se l'apparecchio anziché venir fatto funzionare in una stanza molto silenziosa, vien fatto funzionare in una sala da ballo molto grande e molto affollata, il livello minimo potrà essere intorno ai 50 decibel; data la rumorosità dell'ambiente un livello più basso non sarebbe inteso. In tal caso la dinamicità scende a 65 — 50 = 15 decibel.

Il controllo di tono.

Il controllo di tono consente di adeguare la tonalità della riproduzione sonora alle esigenze dell'ascoltatore, al genere della riproduzione (parlato, musica, cori) e ad attenuare i disturbi che generalmente accompagnano la ricezione delle emittenti lontane. Il tipo comune di controllo di tono consiste semplicemente di una resi-

stenza variabile, a variazione lineare, in serie con un condensatore fisso (v. fig. 4.2 in basso). È disposto in modo che a mano a mano che la resistenza viene esclusa, le frequenze alte del segnale vengano attenuate, e non risultino riprodotte dall'altoparlante se non in minima parte.



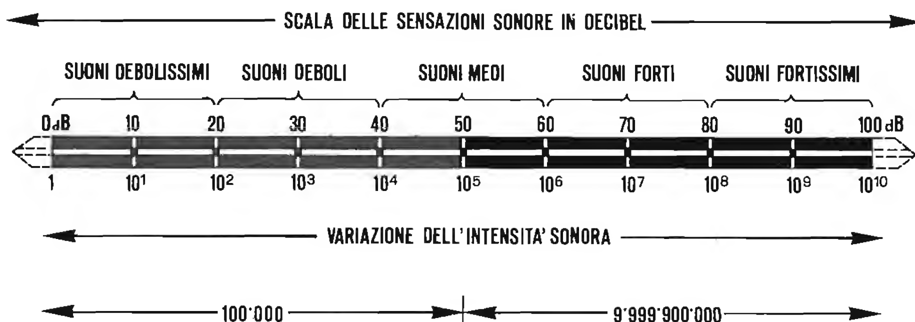


Fig. 4.1. - Principio del controllo di volume. È ottenuto con una resistenza variabile a variazione logaritmica, affinché le variazioni d'intensità sonora corrispondano a quelle della sensazione auditiva.

Il controllo di tono si basa sul fatto che la resistenza opposta dal condensatore alle audiofrequenze varia al variare della frequenza. Tale resistenza vien detta *reattanza capacitativa*; l'unità di misura è l'ohm. La reattanza capacitativa è di basilare

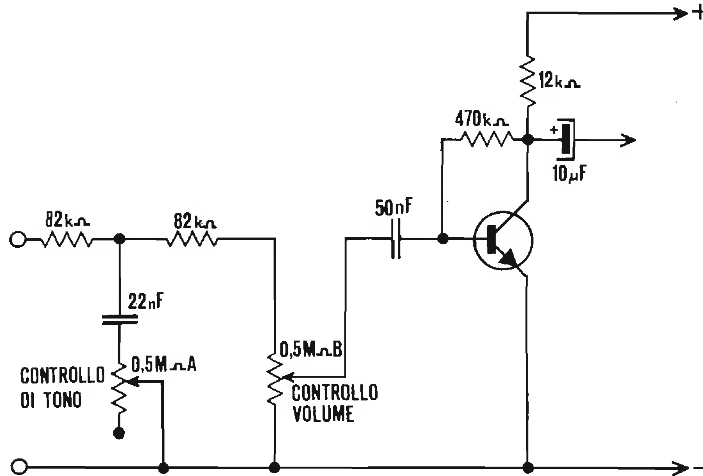


Fig. 4.2. - Semplice controllo di tono.

importanza per l'accoppiamento degli stadi, per i filtri di frequenza, per i controlli di tono, per la compensazione di tonalità e per i controlli di responso con o senza reazione inversa.

REATTANZA CAPACITATIVA. — L'intensità della corrente alternativa che percorre una capacità, aumenta con l'aumentare della sua frequenza e con l'aumentare della capacità. In presenza di correnti alternative (a radiofrequenza, a videofrequenza, ad audiofrequenza, ecc.) il condensatore si comporta come una resistenza il cui valore dipende dalla frequenza di tali tensioni; più alta è la frequenza, più bassa è la resistenza che il condensatore oppone. Correnti a radiofrequenza, di milioni di hertz, passano attraverso i condensatori di capacità elevata, di qualche microfarad, come se fossero in cortocircuito, senza incontrare alcuna resistenza, o tanto piccola da poter essere trascurata. Le correnti a frequenza molto bassa incontrano invece resistenze elevate, ed anche elevatissime se la capacità è piccola; così, ad es., il condensatore di 1 000 pF oppone la resistenza di 3 184 713 ohm alla frequenza di 50 Hz.

La reattanza capacitativa risulta dalla formula seguente:

$$\text{Reattanza capacitativa in ohm} = \frac{1\,000\,000}{2\,\pi \times \text{frequenza in hertz} \times \text{capacità in microfarad}}$$

Fig. 4.3. - Questo nomogramma consente di conoscere rapidamente la reattanza capacitativa in ohm o in megaohm dei condensatori da 10 pF a 10 μF, alle varie frequenze da 50 a 10 000 Hz.

Se, ad es., la frequenza è di 100 hertz, e la capacità di 25 000 picofarad, ossia di 0,025 microfarad, la reattanza risulta di:

Reattanza capacitativa = 1 000 000 : (6,28 × 100 × 0,025) = 64 100 ohm.

Alla frequenza di 50 hertz il condensatore oppone il doppio della reattanza indicata, ossia 128 200 ohm, mentre alla frequenza di 1 000 hertz oppone la decima parte, cioè 6 410 ohm. Il nomogramma di fig. 4.3 consente di conoscere rapidamente la reattanza capacitativa corrispondente alle principali capacità e frequenze. Si supponga di voler conoscere quale sia la reattanza del condensatore di 10 000 pF alla frequenza di 5 000 hertz; si cerca anzitutto la retta corrispondente a 5 000 hertz, quindi in basso la capacità di 10 000 pF; tirando una linea orizzontale si trova che la reattanza è circa di 3 000 ohm. Per gli usi pratici non è necessaria una maggior precisione. La reattanza esatta è di 3 185 ohm.

Se la capacità viene moltiplicata per un dato numero, e la frequenza viene divisa per quello stesso numero, o viceversa, la reattanza rimane invariata. Così, è di 3 185 ohm per la capacità di 10 000 pF alla frequenza di 5 000 hertz, ma è anche di 3 185 ohm per la capacità di 1 000 pF alla frequenza di 50 000 hertz, e per la capacità di 100 pF alla frequenza di 500 000 hertz; e nello stesso modo è sempre di 3 185 ohm per la capacità di 50 pF alla frequenza di 1 milione di hertz, di 500 pF alla frequenza di 100 000 hertz, di 5 000 pF alla frequenza di 10 000 hertz, di 50 000 pF alla frequenza di 1 000 hertz, di 500 000 pF alla frequenza di 100 hertz, e così di seguito.

In ogni caso, il controllo di tono costituisce una perdita, per cui non può venir applicato a piccoli apparecchi di bassa potenza d'uscita, ma solo in apparecchi in cui l'amplificazione totale consente una riduzione senza eccessiva perdita della resa d'uscita.

Sia per questo inconveniente, sia per il fatto che il controllo di tono non fa altro che attenuare le frequenze alte, senza determinare alcun rinforzo delle frequenze basse, esso è ormai in disuso.

I controlli all'estremo alto ed all'estremo basso della gamma.

Affinché la riproduzione delle voci e dei suoni possa risultare naturale, è necessario che l'amplificazione delle varie frequenze sia uniforme da un estremo all'altro della gamma. L'apparecchio radio non può amplificare con tale uniformità tutte le frequenze, amplifica uniformemente solo la parte centrale della gamma per una estensione che dipende dalla sua classe; migliore è l'apparecchio più estesa è la parte centrale della gamma che esso può amplificare uniformemente.

I comuni controlli di tono ai quali è stato accennato, non fanno altro che sopprimere una parte delle frequenze del segnale, quelle alte o quelle basse, peggiorando ancora di più la già modesta curva di fedeltà dell'apparecchio. Altrimenti occorre aumentare notevolmente l'amplificazione ad audiofrequenza, ciò che è possibile solo con apparecchi di alta classe.

In tal caso, data l'amplificazione di tensione esuberante, si può ridurre l'amplificazione al centro della gamma e lasciare inalterata quella ai due estremi. Il risultato è che i due estremi della gamma « emergono », formano due gobbe, e la riproduzione sonora risulta più naturale. Non è sempre opportuno amplificare molto i toni estremi, quelli molto alti e quelli molto bassi, ma è invece sempre opportuno adeguare la loro amplificazione alle caratteristiche di funzionamento dell'apparecchio ed alle condizioni acustiche dell'ambiente in cui esso si trova.

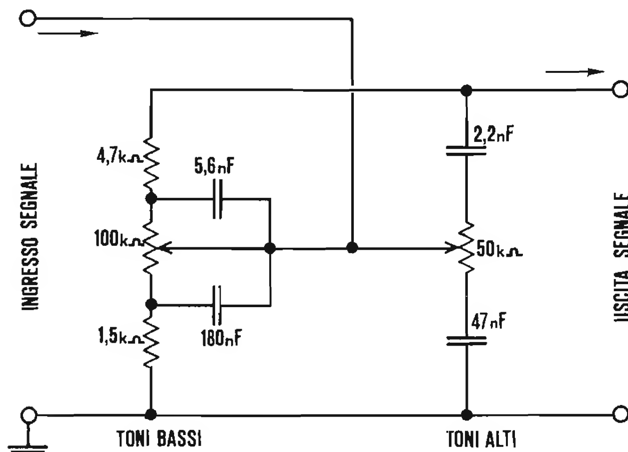


Fig. 4.4. - Esempio di controllo di tonalità per alti e bassi.

Per questa ragione, gli apparecchi che si basano su questo principio sono provvisti di due regolatori, uno per la regolazione dell'amplificazione all'estremo basso, e l'altro per quella all'estremo alto, in modo da poter adeguare la riproduzione dei toni estremi alle necessità dell'apparecchio e dell'ambiente. Mentre i controlli di tono precedentemente descritti possono soltanto diminuire l'amplificazione delle frequenze alte o basse del segnale, i due regolatori di tono all'estremo alto ed a quello basso della gamma provvedono effettivamente a regolare il rinforzo dell'amplificazione ai due estremi. Uno di essi vien detto *regolatore dei toni alti*, oppure *controllo di responso all'estremo alto*, e l'altro vien detto *regolatore dei toni bassi* oppure *controllo di responso all'estremo basso*. La fig. 4.4 riporta un esempio di tale tipo di circuito.

Il principio su cui si basa questo tipo di controllo di tonalità riguarda sempre la resistenza (reattanza capacitiva) che i condensatori oppongono al passaggio delle varie frequenze. Questi, con i potenziometri di controllo, formano dei partitori che distribuiscono variamente fra massa e uscita i segnali selezionati. I due controlli, quello dell'estremo alto e quello dell'estremo basso, vengono generalmente inseriti tra il preamplificatore e il pilota.

Nel caso di circuiti aventi alte impedenze in gioco, come nel caso di impiego di transistor FET, le resistenze e i condensatori assumono valori alti, molto simili

a quelli che erano comuni nei circuiti a valvole. La fig. 4.5 mostra un circuito di questo tipo.

Nel controllo dei toni alti, a seconda della posizione in cui si trova il potenziometro, le frequenze più elevate vengono mandate a massa oppure incanalate verso l'uscita (controllo volume).

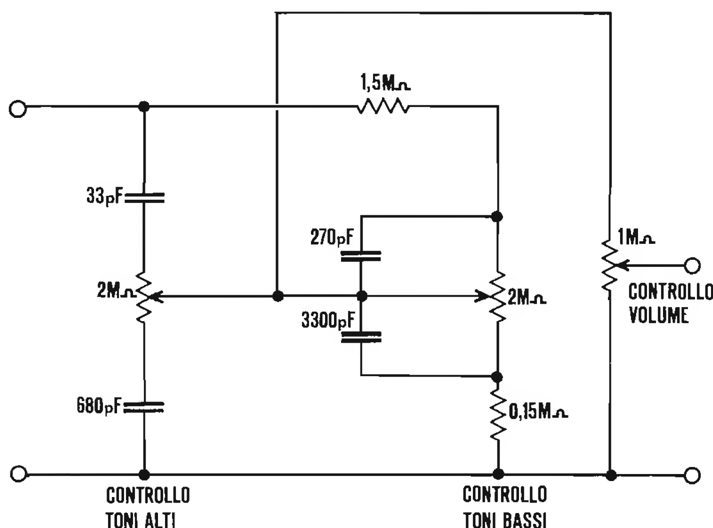


Fig. 4.5. - Circuito di due controlli di tonalità per stadi preamplificatori ad alta impedenza.

Nel caso dei toni bassi, invece, la regolazione è duplice. Infatti, mentre il potenziometro dosa la entità di segnale (frequenze basse) verso l'uscita, i condensatori in parallelo al cursore favoriscono la fuga verso massa o viceversa il passaggio verso l'uscita delle frequenze più elevate.

Controllo di volume fisiologico.

A livelli sonori molto alti, l'orecchio percepisce tutti i suoni circa allo stesso modo; a livelli molto bassi, invece, l'orecchio percepisce soltanto i suoni della gamma centrale, da 800 a 2 000 hertz; tutte le note basse e parte delle note alte risultano inaudibili. È per questa ragione che regolando il livello sonoro verso il minimo, l'audizione risulta impoverita, poiché si sentono soltanto le note centrali. Le frequenze corrispondenti alle note basse e a quelle molto alte sono normalmente riprodotte dall'apparecchio, ma l'orecchio non le percepisce.

Affinché le note basse possano venir intese anche a livelli sonori bassi, viene usato un particolare controllo di volume, detto *fisiologico*. Esso ha una doppia azione: riduce normalmente il livello delle frequenze centrali e delle alte, e riduce

molto meno il livello delle note basse, le quali risultano in tal modo rinforzate rispetto a quelle centrali.

Ciò si ottiene con una presa ad un certo punto della resistenza variabile, a un terzo o meno del suo valore, dal lato massa; tale presa è collegata a massa mediante un condensatore posto in serie ad una resistenza. (Vedasi il circuito al centro del nomogramma di fig. 4.6). Controlli di volume di questo tipo sono anche detti *a compensazione di tono.*

Il valore di R2 è generalmente compreso tra 1 000 e 100 000 ohm, a seconda della necessità.

La posizione della presa fissa dipende dal tipo di apparecchio; in genere negli apparecchi piccoli è alta, negli apparecchi grandi è bassa. Più alta è la presa, più alto è il livello sonoro dal quale ha inizio la compensazione, ossia la soppressione delle frequenze alte, per cui il livello sonoro dal quale ha inizio la compensazione è dato dal rapporto tra le due resistenze R3 e R1.

Il punto della gamma di frequenze da cui ha inizio la compensazione dipende invece dal valore del condensatore C; valori da 5 000 a 50 000 pF sono normali. Tanto il valore del condensatore C, quanto quello della resistenza R2 del rapporto tra R3 ed R1 possono venir calcolati con apposite formule oppure trovati con l'uso del nomogramma di fig. 4.6 o per via sperimentale.

DETERMINAZIONE DEI VALORI DEL COMPENSATORE DI TONO. — Per indicare l'entità dell'attenuazione, i progettisti di apparecchi radio sono soliti riferirsi a due frequenze, una a 400 e l'altra a 100 hertz. L'entità dell'attenuazione è indicata con il rapporto tra la tensione della frequenza a 400 hertz e la tensione della frequenza a 100 hertz. Se il rapporto è 1, non vi è attenuazione; se il rapporto è 2, la frequenza a 100 hertz risulta metà di quella di 400 hertz, e così di seguito. I rapporti non scendono generalmente sotto 2 e non giungono a 4.

Stabilito il rapporto di attenuazione, gli altri valori risultano dal nomogramma di fig. 4.6. Si supponga che il rapporto di attenuazione desiderato sia 3, e che il valore della resistenza variabile tra la presa e massa sia di 0,2 megaohm. In tal caso si sceglie quella tra le cinque curve in alto che corrisponde ad R1 = 200 000 ohm, quindi il punto di tale curva corrispondente al rapporto 3 tirando una riga orizzontale. Da questo punto si scende verticalmente in basso sino a raggiungere la sottostante curva R1 200 000 ohm. Scendendo ancora verticalmente in basso si trova che R2 dovrà essere di 20 000 ohm; tirando una riga orizzontale si trova che C dovrà essere di 20 000 picofarad.

Principio e caratteristiche della reazione inversa.

Un tempo, alcuni decenni or sono, non era possibile costruire apparecchi radio di tipo normale, a cinque valvole, in grado di fornire buone riproduzioni sonore anche alla massima resa d'uscita, poiché interveniva inevitabilmente una notevole distorsione. A basso volume sonoro le riproduzioni risultavano buone, ma non appena

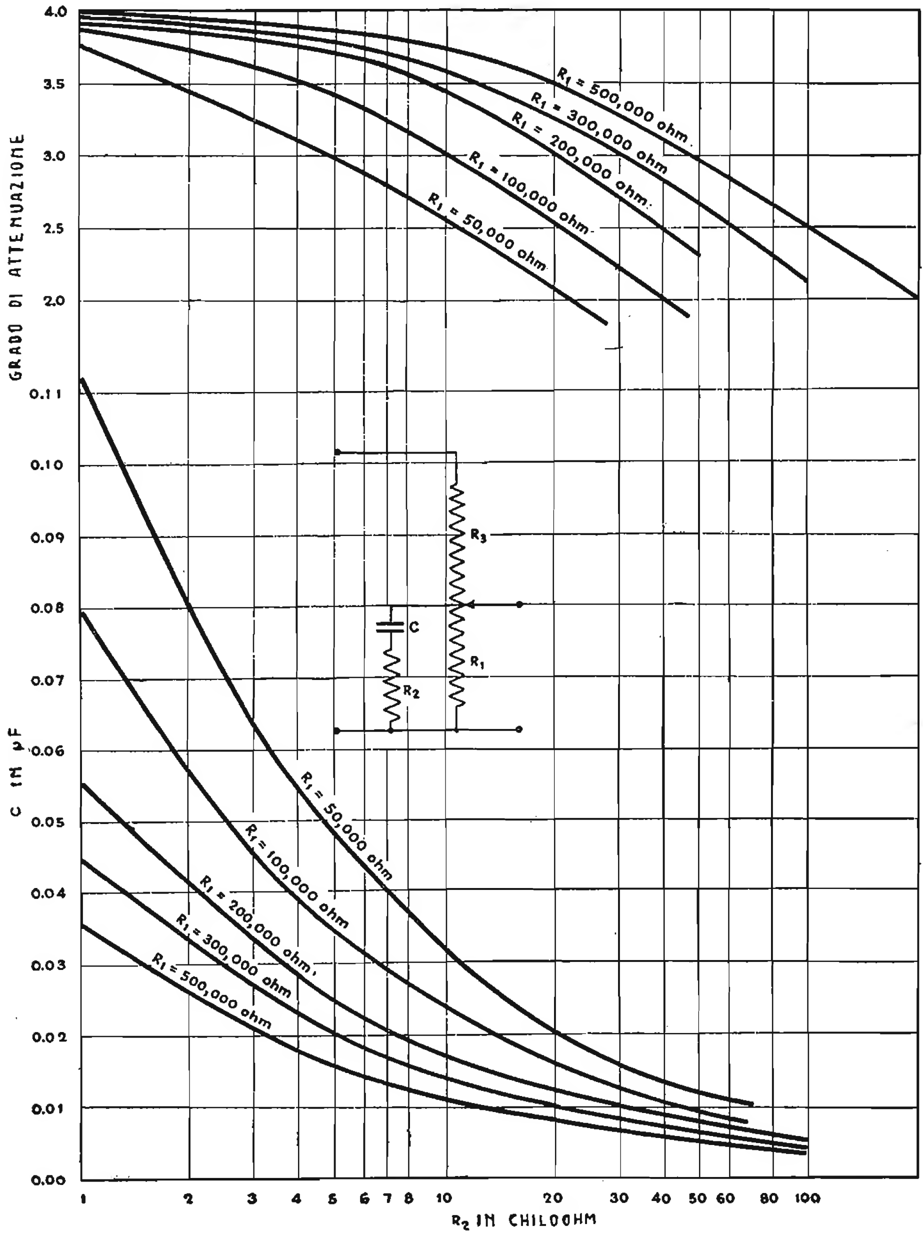


Fig. 4.6. - Nomogramma per la rapida ricerca dei valori del compensatore di tonalità (V. testo).

il volume veniva elevato, voci e suoni risultavano più o meno distorti, tanto da causare nell'ascoltatore la cosiddetta fatica aurale. Questo grave inconveniente è stato in gran parte eliminato con l'introduzione della *reazione inversa*, detta anche *reazione negativa* o *controreazione*.

Attualmente non si costruiscono più apparecchi di una certa classe sprovvisti di reazione inversa, tanto più che essa non richiede se non qualche condensatore fisso e qualche resistenza, per cui i risultati compensano di gran lunga il lieve aumento di costo dell'apparecchio. Fanno eccezione soltanto gli apparecchi di piccole dimensioni.

La *riduzione della distorsione armonica* deriva dalla applicazione della reazione inversa; consente di ottenere maggiore potenza senza sorpassare un certo limite di distorsione. Ad esempio, la resa d'uscita di 3 watt con 5 % di distorsione di un dato apparecchio, può venir portata a 5 watt con la stessa distorsione del 5 %, mediante l'applicazione della reazione inversa. Senza di essa, l'aumento della resa d'uscita da 3 a 5 watt determinerebbe una distorsione tale da rendere l'audizione intollerabile. A 3 watt, la distorsione risulta minore, per es. dell'1 %.

Con l'applicazione della reazione inversa si può ridurre la distorsione dal 10 % allo 0,5 %, e la distorsione dal 2 % allo 0,1 %, in corrispondenza alla massima resa d'uscita. Con distorsioni così basse, la riproduzione sonora è tale da dare all'ascoltatore il senso di presenza.

Il principio della reazione inversa consiste nel far retrocedere una piccola parte del segnale presente nel circuito di collettore, in modo da ripresentarlo nel circuito di base.

L'applicazione della reazione inversa allo stadio finale non ha per effetto di far funzionare lo stadio finale senza distorsione; nonostante la reazione inversa il segnale viene amplificato con distorsione. La reazione inversa ha lo scopo di distorcere il segnale presente all'entrata dello stadio finale, in modo da compensare la distorsione che produce. Essendo il segnale d'entrata distorto in senso opposto a quello che provoca in esso l'amplificazione da parte dello stadio, ne risulta che il segnale d'uscita appare amplificato senza distorsione.

Se il segnale giunge all'entrata dello stadio finale già distorto per effetto dell'amplificazione precedente, tale distorsione non viene annullata dalla reazione inversa, la quale annulla sino ad un certo punto solo la distorsione dello stadio finale, a meno che il segnale non venga retrocesso all'entrata, non dello stadio finale, ma dello stadio preamplificatore, ossia dall'uscita all'entrata dell'intero amplificatore ad audiofrequenza.

Reazione inversa limitata ai soli toni alti.

Di basilare importanza è il fatto che la tensione inversa riduce l'amplificazione totale, ossia il guadagno, dello stadio amplificatore a cui è applicata, in quanto riduce l'ampiezza del segnale da amplificare presente all'entrata dello stadio stesso. Approfittando dell'elevata reattanza di piccole capacità, è possibile far retrocedere

soltanto frequenze corrispondenti a toni alti, ed ottenere così una migliore amplificazione di tali frequenze.

Reazione inversa dalla bobina mobile dell'altoparlante.

Affinché la riproduzione sonora sia quanto più fedele possibile, è necessario che la reazione inversa venga applicata all'intero amplificatore ad audiofrequenza dell'apparecchio radio, ossia è necessario che il segnale amplificato presente ai capi della bobina mobile dell'altoparlante venga in piccola parte trasferito all'entrata dell'amplificatore.

Con tale retrocessione del segnale dall'uscita all'entrata dell'amplificatore si determina una più forte riduzione di guadagno, in quanto la riduzione non è limitata al solo guadagno dello stadio finale, ma è estesa anche al guadagno dello stadio preamplificatore BF. Nonostante questa maggiore riduzione di guadagno, la reazione inversa viene applicata dall'entrata all'uscita dell'amplificatore ad audiofrequenza anche nei normali apparecchi.

L'inconveniente dell'instabilità.

La reazione inversa può dar luogo ad un grave inconveniente, quello della instabilità dell'apparecchio radio, il quale può entrare improvvisamente in oscillazione ed emettere il ben noto fischio prolungato, eliminabile solo con la momentanea interruzione del suo funzionamento. L'instabilità si produce solo quando la reazione inversa non è correttamente applicata, e non sono state prese le necessarie precauzioni. È dovuta allo *spostamento di fase* del segnale retrocesso rispetto al segnale al quale è applicato. I due segnali, quello amplificato e parzialmente retrocesso, e quello all'entrata, dovrebbero essere sempre in perfetta opposizione di fase, esattamente a 180° fuori fase, ciò che in pratica non si verifica mai.

Leggeri spostamenti di fase sono inevitabili e non hanno alcun effetto dannoso; non così invece i forti spostamenti di fase, poiché allora una parte del segnale retrocesso è in fase con quello al quale viene applicato, con il risultato che la reazione non è più inversa, ma è reazione positiva, come avviene negli oscillatori, per cui l'amplificatore entra in oscillazione.

Il pericolo di instabilità è tanto maggiore quanto più alto è il fattore di reazione inversa, e quanto più lontana è la retrocessione.

In genere, per evitare il pericolo dell'instabilità a causa della reazione inversa è necessario utilizzare capacità elevate per il disaccoppiamento dei circuiti.

Un esempio di circuito di controllo di tonalità che applica il principio della reazione inversa è quello illustrato in fig. 4.7.

Il segnale audio presente all'uscita del preamplificatore, viene inserito in una rete a resistenza e capacità di cui fanno parte i due potenziometri di controllo dei toni bassi e dei toni alti.

L'estremo opposto del circuito fa capo al collettore del transistor pilota dello stadio finale.

I segnali prelevati dai cursori dei due potenziometri sono convogliati sulla base del transistor pilota, e, a seconda della posizione dei suddetti cursori, sarà

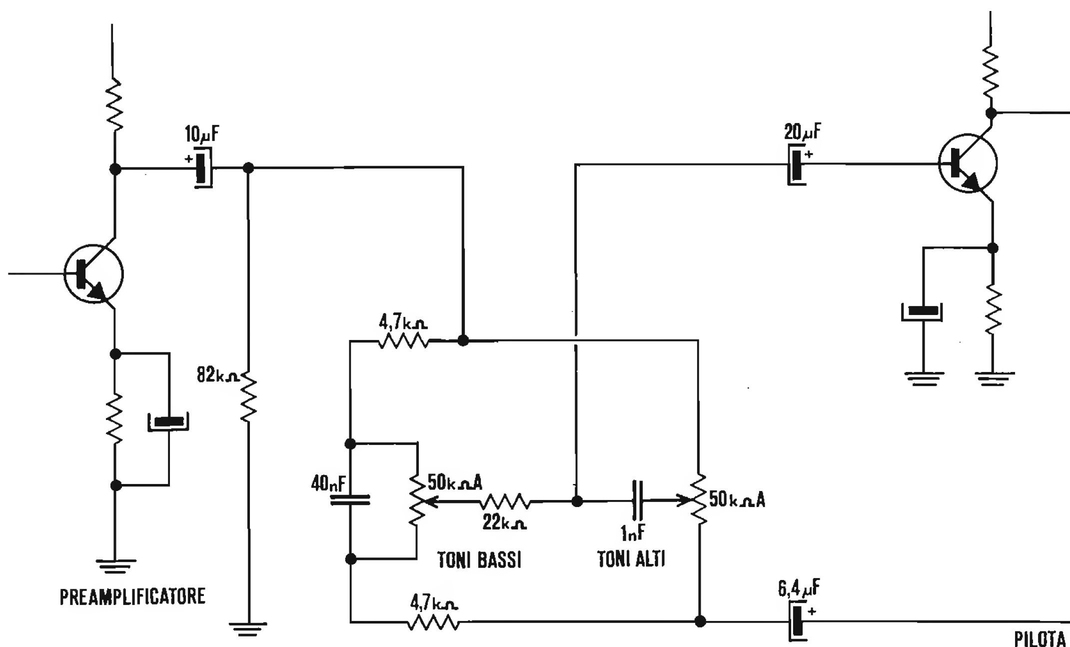


Fig. 4.7. - Circuito di controllo di tonalità con reazione inversa.

prevalente la percentuale del segnale proveniente dallo stadio preamplificatore, oppure di quello retrocesso dall'uscita del transistor pilota. In tal modo si ottiene un'ampia dinamica di rinforzo o di attenuazione degli alti e dei bassi.

Oscillatore di nota.

Per ricevere segnali telegrafici ad onde persistenti non modulate, occorre rendere udibile la portante che da sola costituisce l'informazione. Ciò si ottiene per mezzo di un oscillatore locale che genera una tensione RF di valore variabile prossima alla MF. Per battimento tra queste due frequenze vicine si ottiene una nota di BF che rivela la portante.

Questo dispositivo, detto anche BFO (Beat Frequency Oscillator), serve anche per ricevere la SSB in quanto reinserisce la portante e, per battimento col segnale in arrivo, rivela l'audio.

Controllo di guadagno RF.

Nei ricevitori professionali ed in molti ricevitori e ricetrasmettitori per radioamatori, è possibile controllare manualmente il guadagno dei primi stadi RF. Tale dispositivo si rivela utile in molti casi, in cui, non essendo necessaria una spinta sensibilità, essa risulta senz'altro nociva perché peggiora il rapporto segnale-disturbo e accentua il pericolo dell'intermodulazione.

Spesso il controllo manuale di guadagno fa parte del circuito CAG (o CAS) e può essere incluso a mano mediante deviatore.

Circuito di silenziamento.

Risulta particolarmente fastidioso, per chi debba svolgere un continuo servizio d'ascolto, il fruscio di fondo del ricevitore in assenza di segnale. Il circuito di silenziamento, detto comunemente squelch, è un dispositivo che pone rimedio a tale inconveniente bloccando uno o più stadi amplificatori BF in assenza di segnale o portante.

Il controllo squelch è ottenuto con un potenziometro che permette di fissare il livello a cui deve giungere un segnale in arrivo per riuscire a sbloccare il dispositivo. La fig. 4.8 mostra un dispositivo di squelch che agisce sulla polarizzazione del transistor preamplificatore BF.

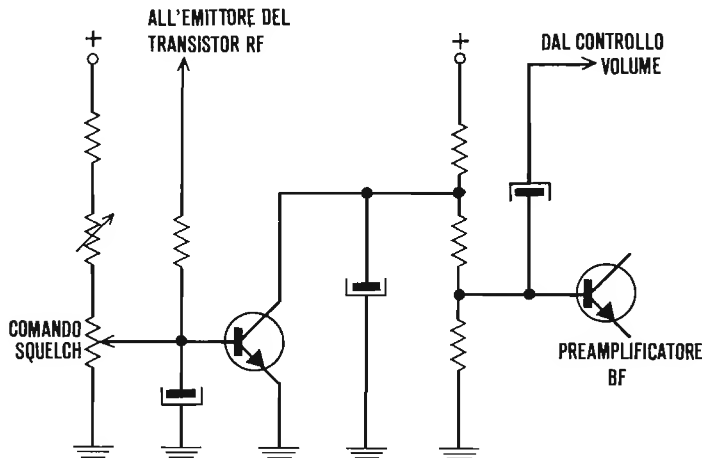


Fig. 4.8. - Esempio di circuito squelch.

Limitatore di disturbi.

Nella sua configurazione più semplice è un dispositivo molto comune nei ricevitori per radioamatori e CB in quanto con esso è possibile tosare i picchi di disturbi che superano in ampiezza la modulazione. Si ottiene quindi una attenua-

zione a tutto vantaggio dell'ascolto. Questo sistema di limitatore è chiamato ANL (Audio Noise Limiter), e nella sua forma più semplice è schematizzato in fig. 4.9.

I diodi, in presenza di un picco di segnale che supera una certa ampiezza divengono conduttori e scaricano a massa il segnale eccedente, cioè lo tosano.

È necessario che il circuito sia ben regolato affinché la tosatura avvenga subito al disopra della massima modulazione, per non generare distorsione. Con questo sistema, quindi, il disturbo può essere limitato, ma non soppresso.

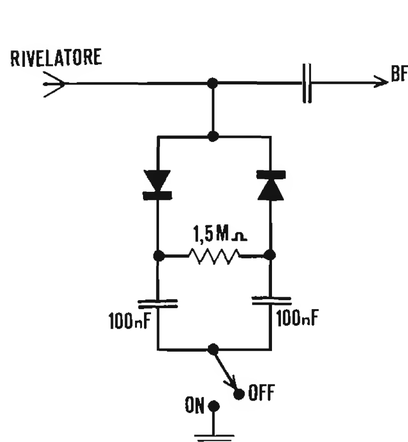


Fig. 4.9. - Semplice circuito ANL (Audio Noise Limiter).

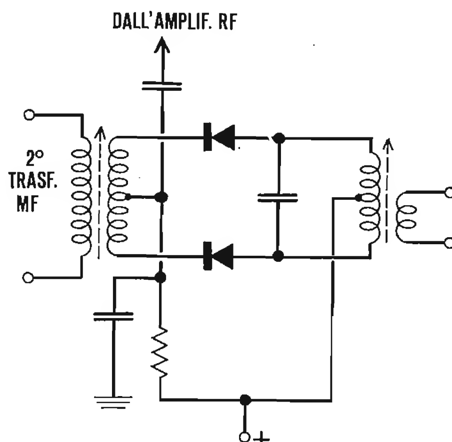


Fig. 4.10. - Schema di massima di soppressore di disturbi (Noise Blanker).

Soppressore di disturbi.

Considerando che generalmente i disturbi che affliggono la ricezione radio possono essere anche di notevole ampiezza ma sono sempre di brevissima durata, si è studiato un circuito che renda muto il ricevitore per il breve istante in cui il disturbo si manifesta.

La fig. 4.10 ne riporta lo schema di massima. Due stadi RF sono accoppiati mediante diodi polarizzati in modo che normalmente conducano. Un amplificatore a parte provvede a fornire una tensione continua da ogni segnale che eccede il normale livello di modulazione, tensione che va a polarizzare negativamente i diodi bloccandone la conduzione. È questo un vero e proprio *soppressore di disturbi* (Noise Blanker) e dato che il tempo in cui il ricevitore resta bloccato è estremamente breve, l'interruzione non si avverte neppure.

CAPITOLO QUINTO

LO STADIO A BASSA FREQUENZA DELL'APPARECCHIO RADIO

Generalità.

Lo stadio BF provvede ad amplificare il segnale audio ed a fornirgli la potenza necessaria per far funzionare l'altoparlante.

L'altoparlante è un dispositivo elettromeccanico; non può funzionare con sola tensione; richiede anche una certa corrente, di intensità relativamente elevata. È per questa ragione che l'ultimo stadio dell'apparecchio radio è detto *di potenza*.

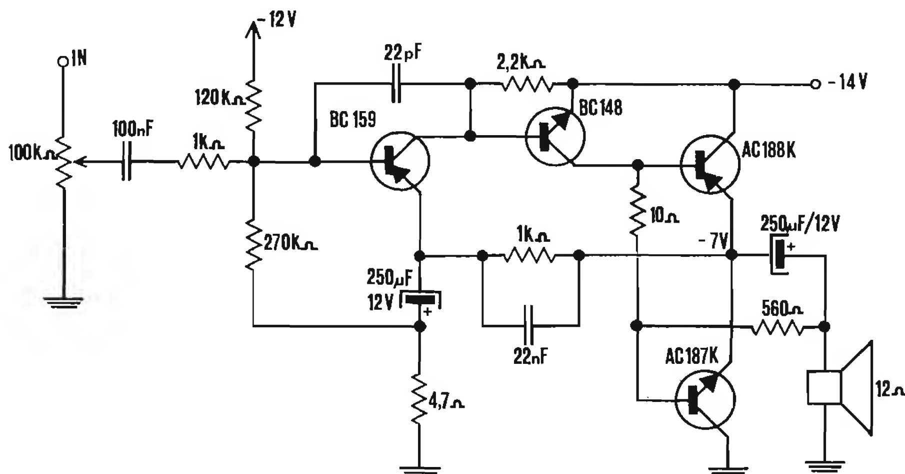


Fig. 5.1. - Stadio BF a simmetria complementare (Siemens Elettra mod. RRT620/621).

Dell'altoparlante, è stato detto verso la fine del capitolo secondo.

Lo stadio di amplificazione di bassa frequenza generalmente adottato è quello che impiega quattro transistor nei ruoli di preamplificatore, pilota e coppia complementare in controfase (push-pull).

Esempi di stadi finali.

Un esempio di tale circuito è riportato in fig. 5.1. È fatto uso di transistor PNP e NPN alternati in successione ed accoppiati direttamente. Il preamplificatore ed il pilota sono al silicio, i due complementari sono invece al germanio in contenitore prismatico.

L'altoparlante, da 12 Ω di impedenza, è collegato con un elettrolitico da 250 µF agli emittori dei finali di potenza. La resa d'uscita è di 2,5 W massimi.

Ben tre reazioni inverse (controreazioni) sono applicate allo stadio.

La prima riguarda il transistor pilota, ove il condensatore di 22 pF riporta dal collettore alla base una parte del segnale a più elevata frequenza.

La seconda è costituita dal partitore di base dello stesso transistor ed il condensatore elettrolitico da 250 µF che va all'emittore.

Ed infine la resistenza di 560 ohm anziché prelevare la tensione positiva di polarizzazione delle basi dei finali direttamente da massa, è collegata alla bobina mobile dell'altoparlante con notevole effetto di controreazione.

L'alimentazione è a 14÷18 Vcc.

Altro stadio a simmetria complementare.

Un altro esempio di stadio amplificatore BF a quattro transistor ad accoppiamento diretto è quello di cui la fig. 5.2 riporta lo schema.

Il circuito è sostanzialmente simile al precedente, con la variante della polarizzazione dello stadio finale push-pull che fa uso di due resistenze da 0,5 Ω sugli emettitori e di un transistor al germanio collegato a diodo tra le due basi. Ciò

Fig. 5.2. - Altro esempio di stadio finale a simmetria complementare. Notare i diodi 1N4148 e PT02 stabilizzatori della tensione di polarizzazione (Minerva mod. 3AP).

serve a stabilizzare il punto di lavoro dei due transistor finali e a compensarne la deriva termica.

Il punto di unione dei due emittori è a tensione — 4,2 V, cioè minore della metà della tensione totale di alimentazione (12 V).

L'impedenza d'uscita è di 8 ohm e l'altoparlante è collegato mediante un condensatore elettrolitico di 500 μF.

È prevista anche una presa per l'auricolare.

Stadio con transistor al silicio.

I positivi risultati raggiunti dalla tecnologia del silicio, hanno reso possibile la sostituzione di transistor al germanio con componenti discreti, o integrati, al silicio anche negli stadi finali di bassa frequenza, così come era già avvenuto nei circuiti

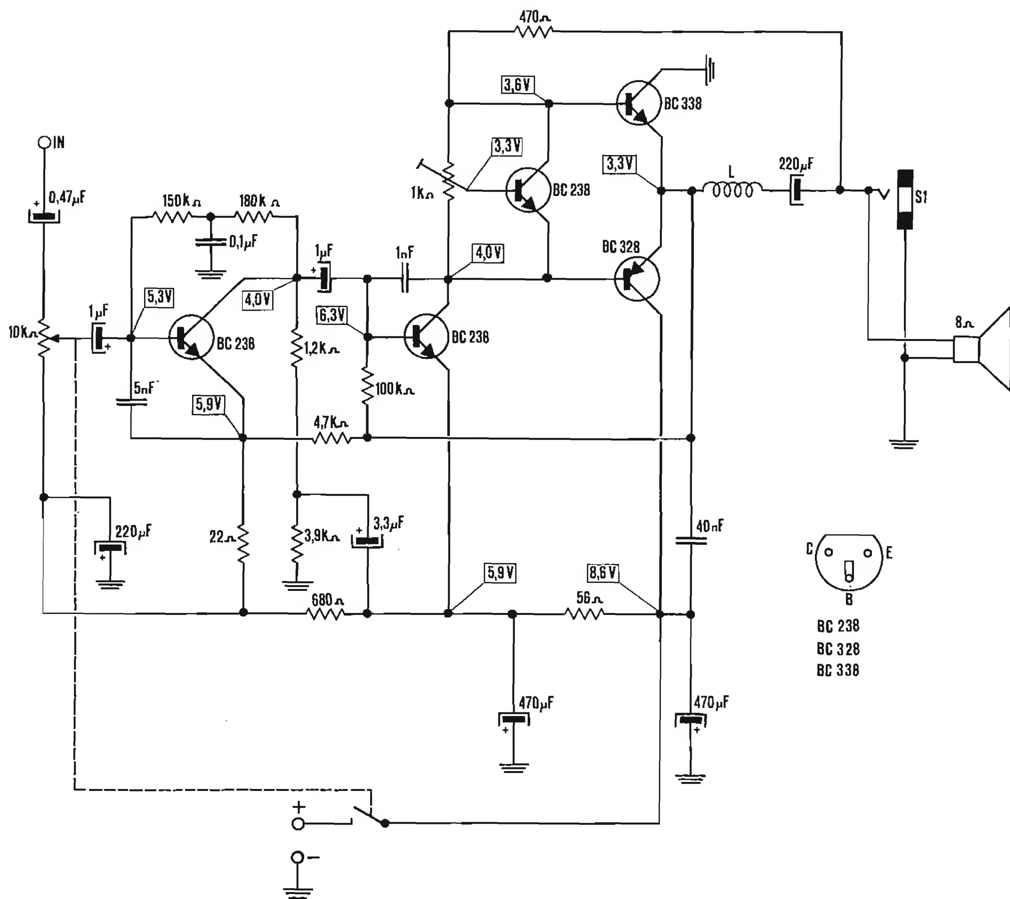


Fig. 5.3. - Stadio amplificatore BF da 400 mW interamente equipaggiato con transistor al silicio. (Telefunken Star Partner 101).

di radiofrequenza e di preamplificazione BF. È il caso dello schema di fig. 5.3 che impiega nello stadio finale la coppia complementare BC328 - BC338. Il circuito risulta semplificato al massimo, e l'esatta polarizzazione è assicurata da un transistor (BC238) posto tra le basi dei finali. Sulla base del BC238 vi è un trimmer da 1 kΩ che va regolato per una corrente a riposo (cioè senza segnale in ingresso) di 3 mA, misurata sul collettore del BC328.

Con 8,6 V di alimentazione, la resa d'uscita è di 400 mW, su 8 Ω di carico.

Amplificatore da 6 W per autoradio.

Un amplificatore di elevata potenza d'uscita è rappresentato in figura 5.4. Si tratta di stadio BF concepito per autoradio, alimentato quindi a 14 V, con negativo a massa.

L'impedenza *L* costituisce un filtro di blocco per i disturbi radio, assieme al condensatore elettrolitico di 470 μF.

È equipaggiato con 6 transistor di cui uno (siglato nello schema 64172) col-

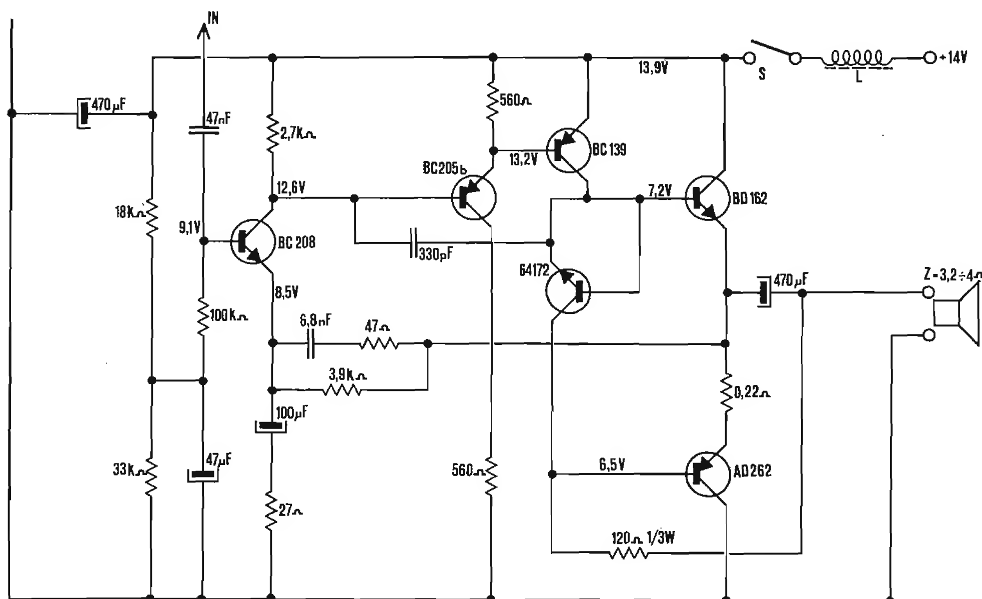


Fig. 5.4. - Stadio amplificatore di potenza, di 6 W d'uscita, adatto per autoradio. (Autovox RB266A).

legato a diodo. Sono tutti al silicio, tranne l'AD262 che è un PNP al germanio, ed è accoppiato nello stadio finale di potenza col complementare al silicio BD162.

Si notano vari gruppi di controreazione a resistenza e capacità, che stabilizzano il sistema e migliorano la curva di risposta.

La potenza d'uscita è di 6 W; il consumo, alla massima potenza d'uscita è di 0,75 A. Per l'altoparlante è richiesta una impedenza di 3,2÷4 Ω.

Amplificatore da 1,5 W con TBA820.

Il circuito integrato TBA820, in contenitore dual-in-line a 14 piedini, comprende l'intero stadio amplificatore di BF con sensibilità d'ingresso di 35 mV e impedenza di 50 kΩ.

Con tale integrato è possibile ottenere una potenza d'uscita di 1,5 W a 24 V, su carico di 8 Ω. Lo schema elettrico di applicazione è riportato in fig. 5.5. All'ingresso (piedino n. 7) vi è il controllo di volume ed il controllo di tono, del tipo passivo.

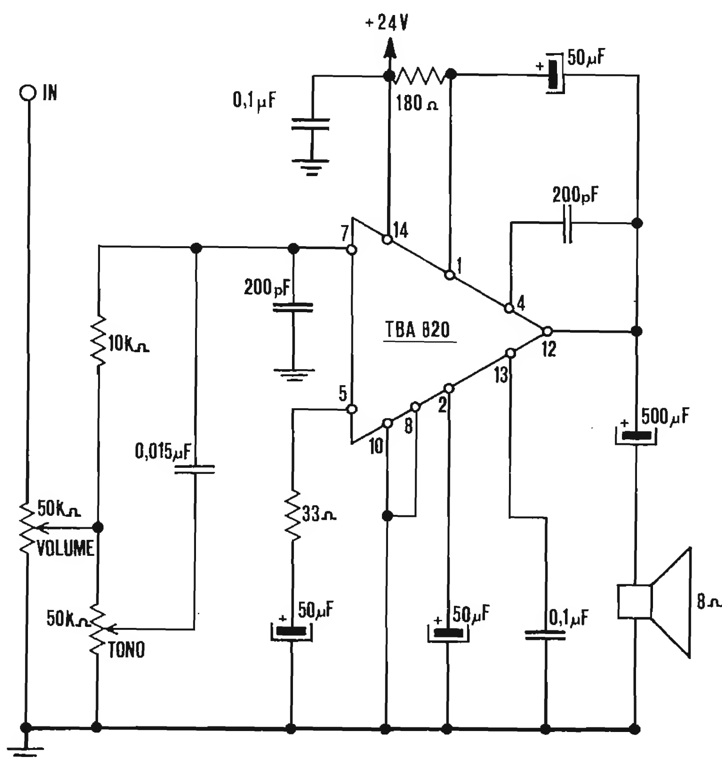


Fig. 5.5. - Schema di stadio amplificatore da 1,5 W con circuito integrato TBA820 (CGE mod. RT345).

Da notare gli alti valori delle resistenze e dei potenziometri ed i bassi valori capacitivi, più vicini a quelli dei circuiti a valvole che non a quelli comuni a circuiti con transistor.

Ciò è dovuto alla relativamente alta impedenza d'ingresso del TBA820. La difficoltà di ottenere capacità col sistema integrato, richiede che i condensatori necessari vengano collegati esternamente: da ciò il motivo di tanti piedini utili e del cospicuo numero di condensatori impiegati per completare il circuito.

L'alimentazione è di 24 V ed è applicata ai teminali 8 e 14, rispettando le polarità. Sul piedino n. 12 è presente il segnale amplificato, che va all'altoparlante tramite il condensatore elettrolitico da 500 μF.

Fig. 5.6. - Schema di amplificatore BF da 6 W con integrato TBA810-A (Autovox).

Amplificatore da 6 W con TBA810.

Con l'integrato TBA810-A è possibile ottenere una potenza d'uscita di ben 6 W, alimentandolo a 12÷14 V. È il caso dell'amplificatore di fig. 5.6, particolarmente adatto per riceyitori autoradio. Da notare anche qui, come nel caso dello schema di fig. 5.5, l'estrema semplicità circuitale, essendo impiegati, nell'intero stadio amplificatore, solo cinque resistenze oltre al potenziometro del volume, e nove condensatori. L'altoparlante deve avere un'impedenza di circa 4 ohm.

Il consumo a 14 V di alimentazione, con 3,5 W di potenza d'uscita è di 0,7 A.

CAPITOLO SESTO

L'ALIMENTATORE DELL'APPARECCHIO RADIO

Caratteristiche generali.

Un tempo gli apparecchi radio funzionavano con batterie di pile, come attualmente avviene per quelli a transistor; in seguito vennero fatti funzionare con la *tensione alternata* della rete luce. Tale tensione alternata è bene adatta per l'accensione delle valvole, ma non si può adoperare per gli altri elettrodi, per i quali è necessaria la *tensione continua*.

Inoltre, tutti gli apparecchi radio richiedono varie tensioni continue di funzionamento. Vi sono i piccoli apparecchi radio riceventi e trasmittenti a 6÷9 volt, i radiotelefoni a 12 volt, tensione questa più comunemente adottata nella alimentazione di ricevitori e ricetrasmettitori sia per auto che per postazione fissa.

Infine vi sono apparati di maggiore potenza, in cui l'alimentazione richiesta assume valori elevati, con tensioni di 300÷500 o anche 1000 volt nel caso di trasmettitori e di lineari di grande potenza che impiegano valvole elettroniche.

Anche gli apparecchi portatili a pile e quelli costruiti per mezzi mobili, per i quali è prevista l'alimentazione alla tensione della batteria del veicolo su cui devono essere installati, devono, per convenienza, poter essere collegati alla rete luce qualora vengano fatti funzionare in casa, o comunque ove è disponibile una presa di corrente alternata.

Tutti gli apparecchi radio devono perciò provvedere a ottenere le varie tensioni continue di cui hanno necessità, dalla tensione alternata della rete luce. A ciò provvede il loro *alimentatore*.

Vi sono due categorie di alimentatori:

a) alimentatori a tensione livellata;
b) alimentatori a tensione stabilizzata.

Alla prima categoria appartengono in genere tutti gli alimentatori per apparati a valvole, salvo quelli professionali che adottano in parte o totalmente alimentazioni stabilizzate. Tutti gli apparecchi transistorizzati che prevedono alimentazione a batteria o a pile e quelli costruiti per stazioni fisse richiedono alimentatori della seconda categoria, cioè stabilizzati in tensione.

La prima parte costituente l'alimentatore è comune alle due categorie e comprende il *trasformatore di alimentazione, il raddrizzatore* e *il filtro di livellamento.*

Il trasformatore di alimentazione.

La tensione richiesta per alimentare gli apparati radio sia riceventi che trasmittenti, come si è detto, può assumere valori diversi, ma difficilmente sarà del valore della rete luce. Quindi si richiede sempre una trasformazione.

Anche nel caso di ricevitori a valvole con anodica a 200÷250 volt, è sempre opportuno isolare il telaio dell'apparato dalla rete, ad evitare scosse pericolose. Di qui la necessità dell'impiego del trasformatore di alimentazione, che ha appunto il compito di trasformare la tensione di rete (ormai unificata a 220 V) in quella (o quelle) richiesta dall'apparato.

Il trasformatore di tensione è costituito da due (o più) avvolgimenti di filo di rame smaltato (cioè isolato) assemblati in un pacco lamellare di ferro al silicio che chiude il circuito magnetico.

L'avvolgimento avente numero di spire adeguato alla tensione di 220 V è detto *primario*; l'altro, o gli altri se ve n'è più d'uno, sono i *secondari* e il numero di spire di ciascuno è proporzionale al numero di spire del primario e alla tensione che si vuole ottenere, secondo un preciso rapporto.

La tensione del secondario può essere più elevata oppure più bassa di quella del primario, e si ha allora un trasformatore *in salita* o *in discesa.*

Il raddrizzatore.

I tipi di raddrizzatori usati in radiotecnica sono tre:

— con valvola rettificatrice o raddrizzatrice;

— con elementi al selenio;

— con diodo al silicio.

Tranne che in alcuni casi particolari, l'elemento raddrizzatore oggi universalmente adottato è il diodo al silicio. Di seguito è comunque dato un cenno agli altri due sistemi.

Principio della valvola rettificatrice e raddrizzatrice.

Gli alimentatori a semionda funzionano con *valvola rettificatrice*, in quanto utilizzano una sola semionda della tensione alternata; gli alimentatori ad onda intera utilizzano ambedue le semionde e sono provvisti di *valvola raddrizzatrice.* Le valvole rettificatrici hanno una placchetta, quelle raddrizzatrici ne hanno due; funzionano nello stesso identico modo.

PRINCIPIO DELLA VALVOLA RETTIFICATRICE. — La fig. 6.1 illustra il principio di funzionamento della valvola rettificatrice, compito della quale è di lasciar passare soltanto le semionde positive della rete luce.

In A della figura è indicato cosa avviene se non vi è la valvola: la resistenza di carico è percorsa dalla corrente alternata; in B della stessa figura è indicato ciò che avviene quando vi è la valvola rettificatrice: la resistenza di carico è percorsa

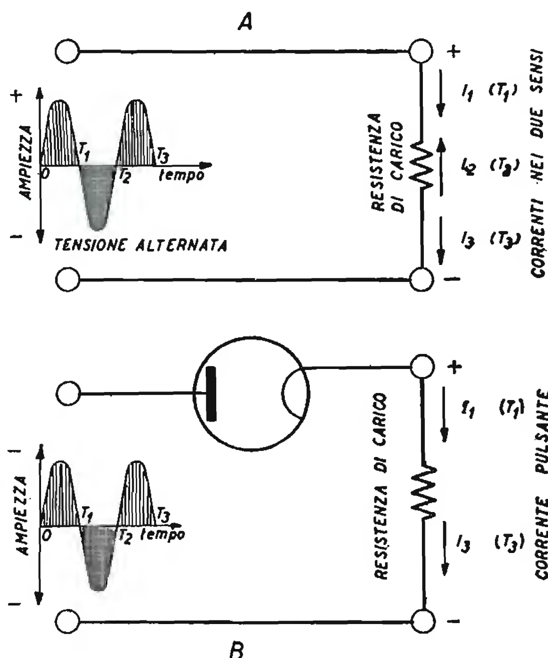


Fig. 6.1. - In A la corrente fluisce nei due sensi, in B la corrente fluisce in un senso solo.

soltanto da una *corrente pulsante*, una corrente che ha sempre la stessa direzione, come quella continua.

Tale corrente pulsante non si può adoperare, ma si può però facilmente convertire in corrente continua.

Le semionde della corrente alternata rendono ritmicamente positiva o negativa la placca della valvola. Quando è positiva, essa attira gli elettroni negativi emessi dal filamento incandescente. Attirati dalla placca, gli elettroni percorrono velocemente il tratto dal filamento alla placca, e vengono da essa assorbiti. In tal modo si stabilisce nella valvola, e quindi anche nella resistenza in serie, una corrente elettrica.

Non appena la tensione di placca si inverte e diventa negativa, per la presenza della semionda successiva, gli elettroni vengono respinti, cessa la corrente nell'interno della valvola e nella resistenza. In tal modo vi è corrente nella valvola in presenza

delle semionde positive e non vi è corrente in presenza delle semionde negative. La resistenza è percorsa da una corrente pulsante.

Filtro di livellamento.

È possibile fare in modo di eliminare le intermittenze della corrente e di ottenere una corrente continua. Basta collegare ai capi della resistenza un condensatore di grande capacità, per es., un condensatore elettrolitico di 50 µF. Esso si comporta come un volano: si carica quando la valvola rettificatrice è percorsa da corrente, ossia quando la sua placca è positiva, e si scarica nella resistenza quando nella valvola non vi è corrente, ossia quando la sua placca è negativa.

Ne risulta che la resistenza è percorsa da corrente non più pulsante, ma continua. Essa non è ancora adatta per far funzionare le valvole dell'apparecchio radio, essendo ondulata.

Può venir ulteriormente livellata con l'aggiunta di una resistenza e di un condensatore di grande capacità, come in fig. 6.2. Il condensatore e la resistenza formano il *filtro di livellamento*, detto anche *sezione filtrante dell'alimentatore*. All'uscita di tale filtro la tensione è continua e priva di ondulazione apprezzabile.

La tensione continua disponibile all'uscita del filtro dipende dalla tensione alternata della rete-luce, ed in pratica si può considerare la stessa. L'alimentatore di questo tipo, funzionante con le sole semionde positive della tensione alternata della rete luce, è detto *alimentatore a semionda*.

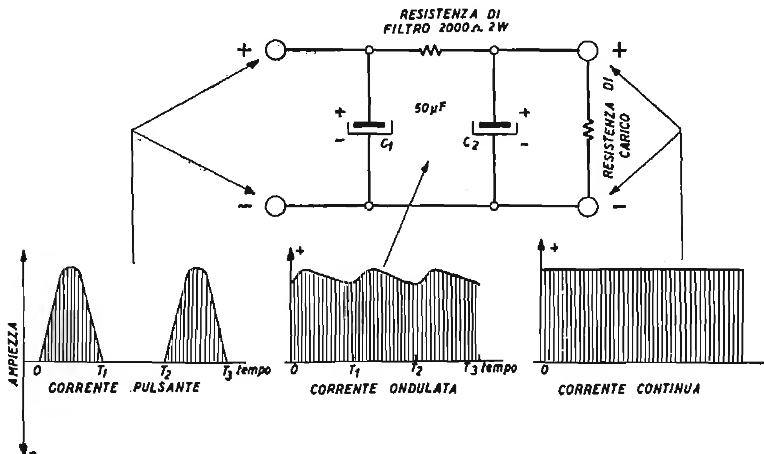


Fig. 6.2. - Il filtro di livellamento rende continua la corrente pulsante intermittente.

Alimentatore ad onda intera.

La fig. 6.3 illustra il principio di funzionamento di un altro tipo di alimentatore anodico, in grado di utilizzare ambedue le semionde della tensione alternata della rete luce. Consiste di un trasformatore di tensione con avvolgimento secondario a

doppio numero di spire e con presa centrale. Al posto di un diodo ve ne sono due, ciascuno dei quali provvede alla rettificazione di una delle due semionde.

I diodi *A* e *B* hanno il catodo in comune, e una resistenza di carico *R1* è inserita tra il catodo e la presa centrale del trasformatore. All'onda sinusoidale di tensione presente ai capi del primario del trasformatore corrispondono, agli estremi del secondario e rispetto alla presa centrale, onde sinusoidali in opposizione di fase.

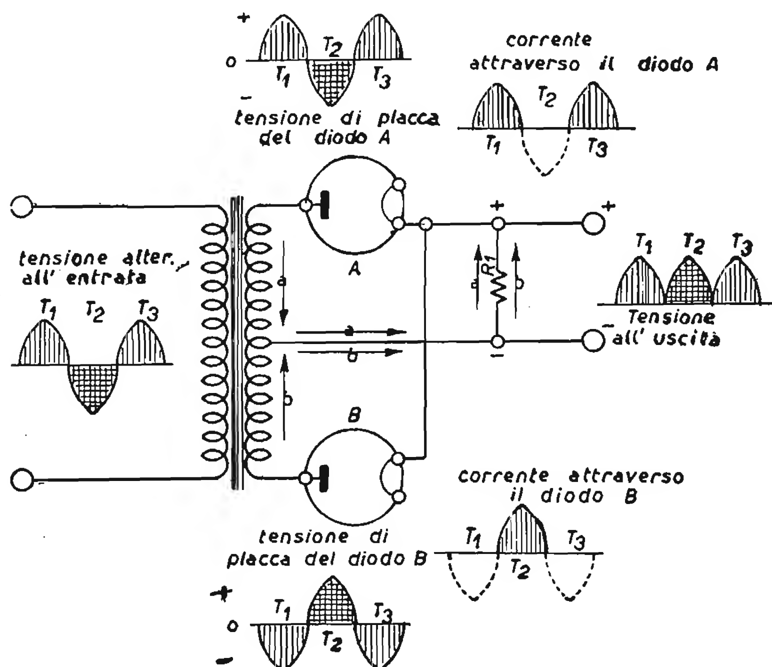


Fig. 6.3. - Principio di funzionamento di alimentatore anodico ad onda intera.

Di esse, è indicata con *T1* la prima semionda, con *T2* la seconda, con *T3* la terza, ecc. Durante la semionda *T1* la placca del diodo *A* è positiva rispetto al catodo, per cui in tale diodo vi è corrente. La freccia *a* indica la direzione della corrente, la quale determina una tensione ai capi *R1*. La polarità di questa tensione è positiva dal lato del filamento, ed è negativa dal lato della presa centrale del secondario. Nello stesso tempo la placca del diodo *B* è negativa, e quindi non vi è nessuna corrente in esso.

Non appena giunge la semionda successiva (*T2*), la placca della valvola *A* diventa negativa e la placca della valvola *B* diventa positiva; cessa immediatamente la corrente in *A* e si produce in *B*. La freccia *b* indica la corrente che si forma in questo caso; essa percorre la resistenza di carico *nello stesso senso* della corrente precedente. È così ottenuta l'utilizzazione di ambedue le semionde, ossia dell'onda intera.

La tensione così *raddrizzata* è detta *tensione pulsante* e viene livellata con lo stesso filtro livellatore a cui è già stato accennato.

ESEMPIO DI ALIMENTATORE CON VALVOLA RADDRIZZATRICE BIPLACCA. — Negli apparecchi radio vi è un'unica valvola raddrizzatrice, contenente i due diodi della fig. 6.4; è detta valvola *raddrizzatrice biplacca*.

Il trasformatore di tensione consiste di un avvolgimento primario con presa a 110, 125, 160 e 220 volt, con *cambio tensioni*. Gli avvolgimenti secondari sono tre:

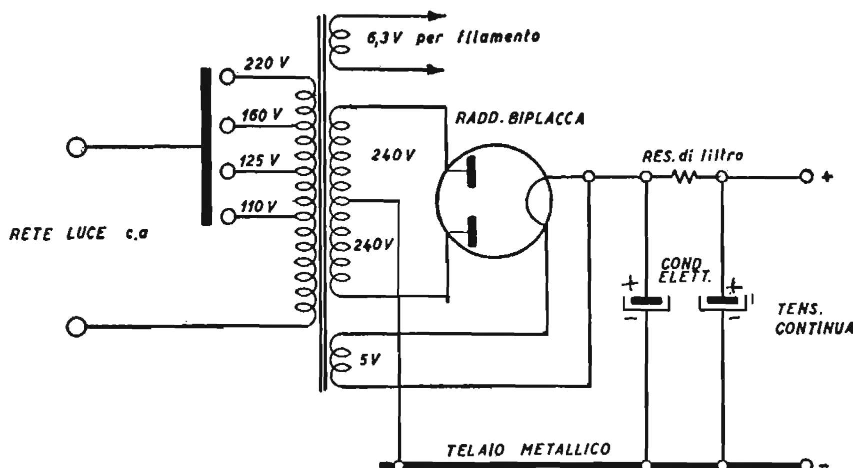


Fig. 6.4. - Esempio di alimentatore anodico con valvola raddrizzatrice biplacca.

uno di alta tensione e due secondari a *bassa tensione*. L'avvolgimento ad alta tensione fornisce 2 × 240 volt; la tensione raddrizzata è presente tra il filamento della raddrizzatrice ed il telaio; essa viene livellata da due condensatori elettrolitici di capacità elevata, ad es. 32 o 50 μF, e da una resistenza di 1 000 ohm. La tensione anodica all'uscita del filtro livellatore è di circa 200 volt.

Uno degli avvolgimenti a bassa tensione è utilizzato per l'accensione del filamento della valvola raddrizzatrice, l'altro provvede alla tensione di accensione delle altre valvole dell'apparecchio.

Principio del rettificatore a selenio.

Il raddrizzatore al selenio, nella sua configurazione a semionda o a ponte, ha sostituito vantaggiosamente la valvola raddrizzatrice fino all'avvento del diodo al silicio, dato il suo piccolo ingombro, la minor caduta di tensione e il fatto che non richiede tensione di accensione dei filamenti.

In formato di grandi dimensioni, con enormi piastre dissipatrici, era anche usato per carica batterie e in alimentatori industriali.

Il fenomeno fisico su cui si basa il raddrizzatore a selenio è il seguente: due metalli diversi posti in contatto e separati da una sottile pellicola di ossido, consentono il passaggio della corrente elettrica più facilmente in un senso e meno in senso opposto; in altri termini, la resistenza che la corrente alternata incontra nel passaggio da un metallo all'altro, è maggiore per una semionda e minore per l'altra.

Questo effetto rettificatore sarebbe poco utile se la differenza fra le due resistenze fosse di qualche centinaio di volte; risulta invece efficace quando tale differenza è di qualche migliaio di volte, come appunto avviene per il rettificatore a selenio.



Fig. 6.5.
Rettificatore metallico
a selenio.

Il rettificatore a selenio consiste di una piastrina metallica di alcuni centimetri quadrati di superficie, con un foro al centro. Generalmente è di ferro o di alluminio. Sopra la piastrina metallica è depositato un sottile strato di selenio, appositamente preparato e sottoposto ad un trattamento termico tale da fargli assumere una consistenza cristallina.

Sopra lo strato di selenio è spruzzato uno strato metallico, consistente di una lega a basso punto di fusione. Lo strato di selenio vien detto *elettrodo*, lo strato di lega metallica deposto sopra di esso vien detto *controelettrodo*. I due strati formano un *elemento rettificatore*. La piastrina metallica sulla quale poggiano i due strati costituisce il supporto e vien detta *radiatore*, in quanto consente la dissipazione del calore.

L'elemento costituito dallo strato di selenio e da quello della lega metallica subisce un particolare processo elettrochimico di formazione, dopo il quale tra i due strati è presente una sottilissima pellicola isolante, detta *pellicola di barriera*. Essa separa i due strati e si comporta in modo analogo al vuoto presente nell'interno delle valvole rettificatrici. Lo strato di selenio agisce come la placca di tali valvole, mentre lo strato di lega metallica, il controelettrodo, funziona come il catodo (fig. 6.6).

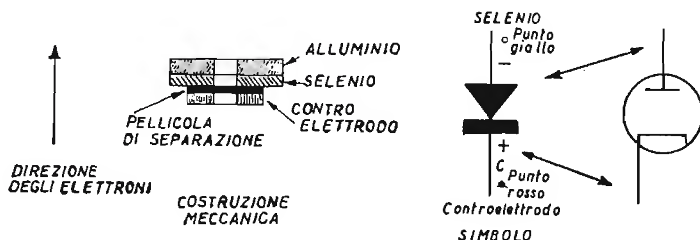


Fig. 6.6. - Simbolo di rettificatore a selenio e corrispondenza con diodo ad alto vuoto.

L'elemento funziona da rettificatore per il fatto che nello strato di lega metallica vi è abbondanza di elettroni liberi, mentre nello strato di selenio gli elettroni liberi sono molto scarsi; quando una tensione elettrica viene applicata all'elemento, in modo che il controelettrodo sia negativo e l'elettrodo (il selenio) sia positivo, gli elettroni liberi presenti in abbondanza nel controelettrodo subiscono l'attrazione da parte del selenio positivo, attraversano la pellicola di barriera e dal controelettrodo passano al selenio; vengono quindi sostituiti da altri elettroni provenienti dal circuito esterno.

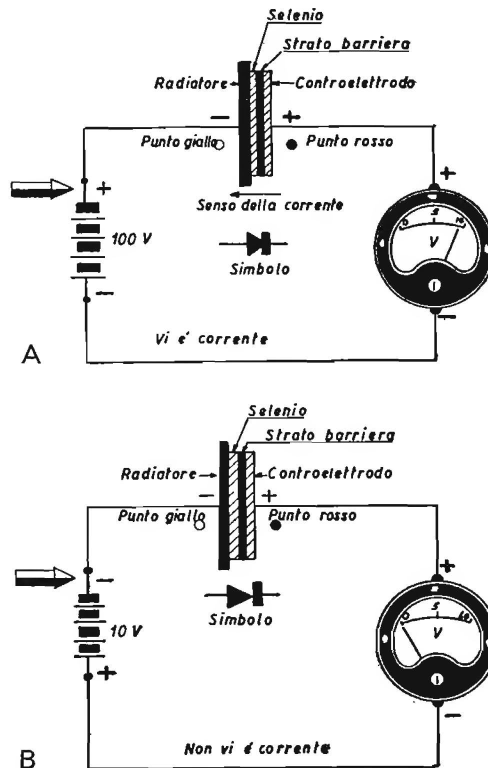


Fig. 6.7. - Principio di funzionamento del rettificatore a selenio.

Non appena la polarità viene invertita e il selenio diventa negativo e il controelettrodo positivo, gli elettroni presenti nel selenio si trasferiscono al controelettrodo ma, poiché sono pochi, formano una corrente esigua, praticamente trascurabile.

A seconda dell'efficienza del rettificatore, la corrente nel senso selenio-controelettrodo è da 2 000 a 4 000 volte minore di quella dal controelettrodo al selenio; è su tale differenza che si basa l'effetto rettificatore dell'elemento.

Il fenomeno è illustrato dalla fig. 6.7; in *A* la batteria è collegata col polo po-

sitivo al selenio tramite il radiatore, sul quale il selenio stesso è depositato; il polo negativo della batteria è collegato al controelettrodo tramite il voltmetro. In tali condizioni, data la tensione positiva del selenio, esso attira gli elettroni presenti in abbondanza nel controelettrodo, per cui vi è passaggio di corrente dal controelettrodo al selenio e quindi in tutto il circuito come indicato dalle frecce.

L'indice del voltmetro indica la tensione di circa 10 volt, un po' meno della batteria, dato che la resistenza interna dell'elemento rettificatore è di circa 10 ohm.

In *B* della stessa figura, la batteria è a polarità invertita; il selenio è a tensione negativa, mentre il controelettrodo è a tensione positiva. Essendo minimo il numero di elettroni presenti nel selenio, la corrente nel circuito è quasi trascurabile.

L'indice del voltmetro è prossimo allo zero, poiché con tale polarità la resistenza dell'elemento rettificatore non è infinita, ma è di circa 40 000 ohm, ossia circa 4 000 volte maggiore di quella del caso precedente.

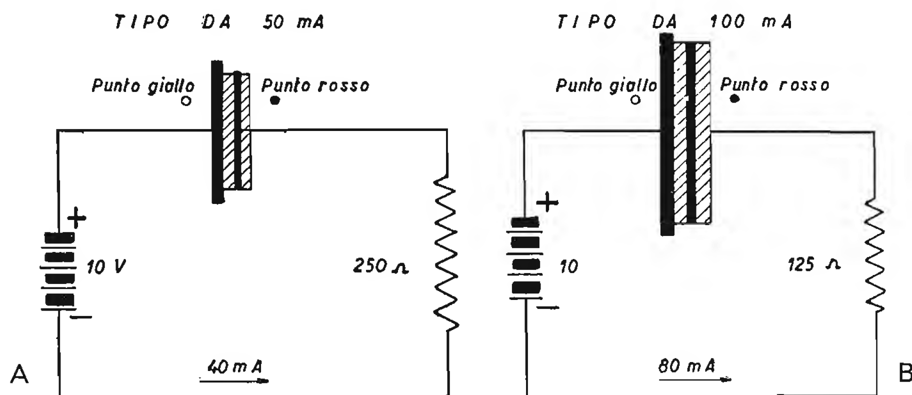


Fig. 6.8. - L'intensità della corrente rettificata normale di lavoro dipende dalla superficie dei due elettrodi.

La superficie degli elettrodi del rettificatore determina la massima corrente di lavoro in condizioni normali di funzionamento. In *A* di fig. 6.8 è indicato un elemento rettificatore da 50 mA, al quale è applicata la tensione di 10 V attraverso una resistenza di 250 Ω; la corrente è di 40 mA. La corrente massima di lavoro può venir raddoppiata purché, come in *B*, venga raddoppiata anche la superficie degli elettrodi.

Caratteristiche dei rettificatori a selenio.

Il rettificatore a selenio più semplice consiste di un solo elemento, il quale può sopportare una tensione massima compresa tra gli 8 e i 25 volt, dato che la sottilissima pellicola di barriera verrebbe distrutta da una tensione maggiore.

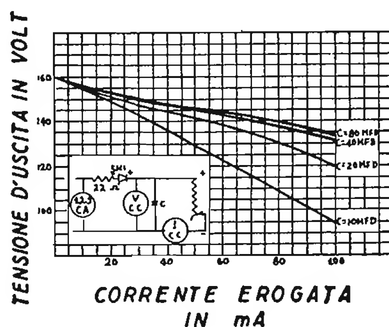
Per poter rettificare la tensione della rete-luce vengono uniti insieme gli elementi rettificatori; a tale scopo serve il foro centrale di ciascuna piastrina; attraverso di essa passa una vite isolata che unisce saldamente i vari elementi.

Non è praticamente conveniente formare pile di numerosi elementi per poter rettificare tensioni alternate molto elevate, poiché tale tensione non si distribuirebbe uniformemente ai capi di ciascun elemento, non essendo possibile far assumere a tutti gli elementi la stessa resistenza. L'elemento a resistenza più alta dovrebbe sopportare una tensione eccessiva ed andrebbe in cortocircuito, provocando talvolta il cortocircuito degli altri elementi.

È perciò che i rettificatori a selenio vengono costruiti per rettificare tensioni alternate non superiori ai 500 volt; la tensione alternata massima che il rettificatore può sopportare dipende dal numero dei suoi elementi.

L'intensità della corrente, che può percorrere ciascun elemento, dipende dalla superficie di ciascun strato; i rettificatori con piastrine di 2,5 × 2,5 cm possono fornire 75 mA, quelli con piastrine di 3,2 × 3,2 cm forniscono 150 mA, infine quelli con piastrine di 5 × 5 cm possono fornire 400 mA.

I tipi normali sono adatti per erogazioni di 75, 100, 150, 200, 250, 400 e 500 mA.



ANDAMENTO DELLA TENSIONE D'USCITA, AL VARIARE DELLA CORRENTE EROGATA DA UN RETTIFICATORE.

Fig. 6.9.

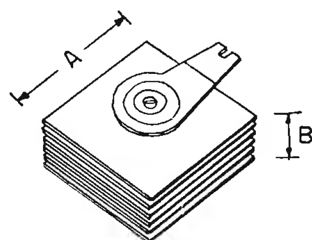


Fig. 6.10.

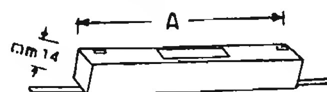


Fig. 6.11.
Rettificatore a selenio del tipo Selenium R.

I tipi più comuni sono quelli da 100 mA per apparecchi radio portatili, e da 250 mA per gli apparecchi di televisione.

La fig. 6.9 indica l'andamento della tensione d'uscita al variare della corrente d'uscita, nel caso di un rettificatore a selenio da 160 V e 100 mA.

Il rettificatore a selenio va collocato sul telaio, in posizione orizzontale, ossia con le piastre verticali per consentire la facile dissipazione del calore. È importante che il calore non abbia la possibilità di accumularsi, poiché le sopraelevazioni di temperature potrebbero rovinare irrimediabilmente gli elementi rettificatori; è perciò necessario che il rettificatore si trovi in posizione ventilata. Sono temibili anche le sopraelevazioni di corrente, per cui il rettificatore va messo in circuito con una resistenza in serie, il cui valore è dell'ordine dei 25 ohm, 0,5 watt.

Il diodo al silicio.

Il diodo al silicio è un elemento semiconduttore, allo stato solido, in contenitore cilindrico, plastico o metallico, con due reofori generalmente assiali.

Si riconoscono un anodo e un catodo, come nei raddrizzatori a valvole e al selenio.

Il catodo è segnato da una fascia colorata oppure dalla rastremazione conica del contenitore, oppure ancora è collegato al contenitore metallico. In molti casi si identifica per mezzo del simbolo grafico impresso sul corpo del contenitore.

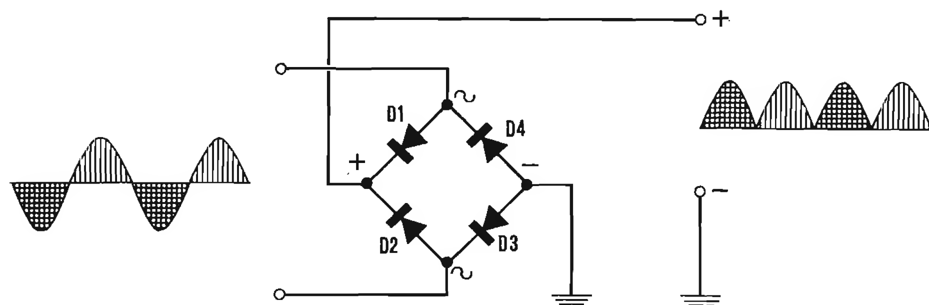


Fig. 6.12. - Raddrizzatore ad onda intera con quattro diodi al silicio.

L'uso dei diodi al silicio al posto delle valvole raddrizzatrici e degli elementi al selenio, determina i seguenti notevoli vantaggi: ingombro notevolmente ridotto; assenza di tensioni d'accensione per filamenti con conseguente risparmio di energia e diminuzione di calore; maggior robustezza e maggiore durata (teoricamente infinita); elevata temperatura critica, con conseguente maggior resistenza ai sovraccarichi.

I circuiti raddrizzatori a semionda e ad onda intera descritti a proposito delle valvole e degli elementi al selenio sono validi anche nel caso di impiego del diodo al silicio.

L'unica differenza è la minor caduta di tensione che si verifica con tale dispositivo a semiconduttore.

Negli alimentatori per apparati transistorizzati il raddrizzamento è del tipo a onda intera e può essere realizzato con quattro diodi disposti a ponte (vedi fig. 6.12).

Esistono in commercio ponti già fatti, costituiti da quattro elementi al silicio collegati come in fig. 6.12 e contenuti in un'unica custodia, generalmente di plastica o di resina epossidica. Fuoriescono quattro terminali, due per l'alternata d'ingresso e gli altri due rispettivamente per il positivo e il negativo d'uscita. La fotografia di fig. 6.13 ne mostra qualche esemplare.

Il raddrizzamento a onda intera può essere ottenuto anche con due soli diodi, come in fig. 6.14; in tal caso però il secondario del trasformatore di tensione è doppio e la presa centrale costituisce il ritorno comune della tensione raddrizzata.

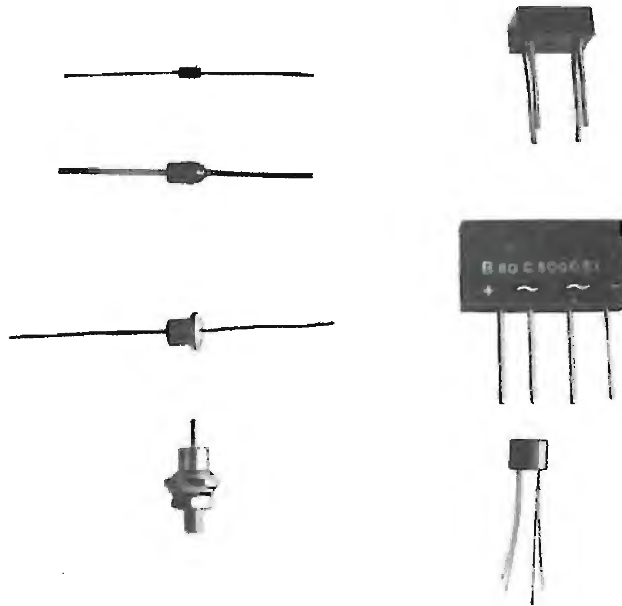


Fig. 6.13. - Alcuni tipi di diodi al silicio (a sinistra) e di ponti raddrizzatori (a destra).

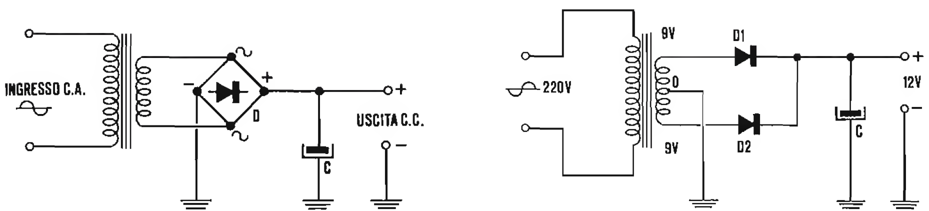


Fig. 6.14. - Due sistemi di raddrizzamento ad onda intera: a ponte (a sinistra) e con due diodi e presa centrale sul trasformatore (a destra).

Principio di funzionamento degli alimentatori a duplicazione di tensione.

I circuiti *duplicatori di tensione* consentono di raddoppiare la tensione alternata della rete-luce e di rettificarla senza l'impiego di trasformatori elevatori di tensione; è possibile anche raddoppiare la tensione d'uscita dal secondario del trasformatore di tensione, qualora necessitino valori più elevati.

Allo stesso modo la tensione alternata disponibile può essere triplicata, allo scopo di ottenere una elevata tensione anodica, quale è richiesta ad esempio per l'alimentazione di tubi a raggi catodici; ciò risulta utile in molti casi, particolarmente quando si tratti di apparecchi radio adatti per funzionare con tensioni anodiche elevate e debbano essere molto compatti.

Esistono vari tipi di circuiti raddoppiatori, ad una sola semionda o ad onda intera. Il principio di funzionamento del circuito di fig. 6.15 è il seguente: la semionda positiva T1 della tensione di rete rende positivi l'anodo del diodo *A* e il catodo del diodo *B*. Essa carica il condensatore C1, ai capi del quale, per effetto di tale carica, è presente una tensione positiva corrispondente al valore di picco della tensione di rete; l'elemento *B* invece non conduce.

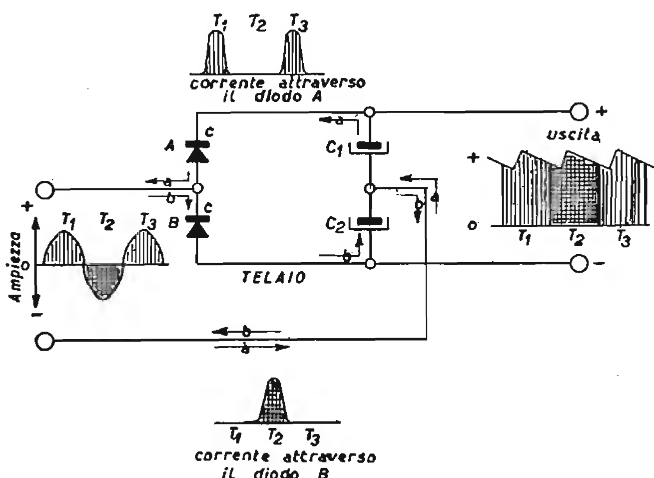


Fig. 6.15. - Principio di alimentatore a duplicatore di tensione.

La semionda successiva T2 è negativa e rende negativi l'anodo di *A* e il catodo di *B*. In questo caso *A* non conduce, mentre *B* conduce. La direzione della corrente è indicata dalla freccia *b*. Essa carica il condensatore C2, ai cui capi vi è una tensione positiva.

Con la semionda T3 ha inizio il ciclo successivo.

Il valore delle capacità di C1 e C2 è abbastanza elevato, in modo che il tempo di scarica sia molto maggiore di un semiperiodo della tensione di rete. In tal modo, quando C2 si carica, C1 non si è ancora scaricato in modo apprezzabile.

Come è illustrato in figura, la corrente che percorre C1 ha la stessa direzione della corrente che percorre C2 e le due tensioni, quella ai capi di C1 e quella ai capi di C2, si sommano.

La tensione risultata, tra il terminale positivo di C1 ed il terminale negativo di C2, è circa doppia della tensione di rete.

È così ottenuta la *duplicazione di tensione*. Poiché vi è passaggio di corrente attraverso i condensatori tanto durante la semionda positiva, quanto durante la semionda negativa, tale duplicatore è detto *duplicatore di tensione ad onda intera*.

In fig. 6.16 è invece illustrato un altro tipo di duplicatore di tensione. Con tale circuito il telaio dell'apparecchio può venir collegato a un capo della rete-luce e costituire il ritorno comune dei circuiti di alimentazione.

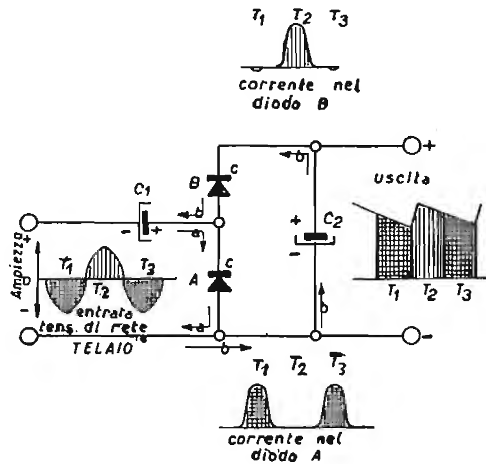


Fig. 6.16. - Altro esempio di alimentatore a duplicatore di tensione.

Il funzionamento di questo secondo duplicatore di tensione avviene nel modo seguente: durante la semionda negativa T1, l'elemento *A* conduce e la corrente ha la direzione indicata dalla freccia *a*. Il condensatore C1 si carica assumendo la polarità indicata.

Durante la semionda positiva T2, l'elemento *B* conduce e la corrente ha la direzione indicata dalla freccia *b*. Il condensatore C2 si carica assumendo la polarità indicata.

Alla fine della semionda T1, ai capi del condensatore C1 vi è una tensione positiva circa eguale alla tensione di rete e perciò durante la semionda successiva T2, al catodo dell'elemento *B* vi è la somma della tensione di rete e di quella esistente ai capi di C1.

La tensione che durante la semionda positiva vi è ai capi del condensatore C2 è approssimativamente doppia del valore di picco della tensione di rete.

Poiché C2 si carica soltanto durante le semionde positive, il duplicatore illustrato è detto *duplicatore a una semionda*. Tale circuito presenta lo svantaggio di richiedere un filtraggio maggiore.

L'alimentatore stabilizzato.

Qualunque sia lo schema di raddrizzamento adottato la tensione di uscita è unidirezionale, ma pulsante; occorre quindi livellarla con un condensatore di grossa capacità C, da 2000÷5000 μF.

Questo condensatore costituisce da solo il filtro di livellamento. Non è possibile usare con gli apparati a transistor i filtri a pi-greco a resistenza e capacità, molto comuni negli alimentatori per tubi elettronici (vedi fig. 6.4).

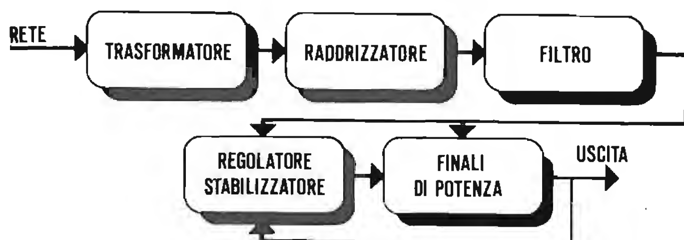


Fig. 6.17. - Schema a blocchi di alimentatore stabilizzato.

A causa dell'impiego dei finali in push-pull, infatti, l'assorbimento di corrente non è regolare e tale variazione determinerebbe ai capi di una eventuale resistenza in serie all'alimentazione una variazione continua di tensione, che oltre a peggiorare la stabilità dell'alimentazione, sarebbe causa di distorsioni e autooscillazioni sgradevoli.

Perciò si ricorre alla stabilizzazione elettronica il cui principio è illustrato nello schema a blocchi di fig. 6.17.

Alimentatore stabilizzato da 12 V - 1 A.

Uno degli schemi più semplici di alimentatore stabilizzato è quello riportato in fig. 6.18. Un diodo Zener stabilizza a 13 V la base del darlington formato dal 2N1613 e dal 2N3055. L'emittore del 2N3055 che costituisce il terminale positivo d'uscita sarà alla stessa tensione, meno la piccola caduta interna tra basi ed emittori. In queste condizioni, una variazione del carico posto tra terminale positivo e massa, nel senso ad esempio di un aumento della corrente assorbita, determina un aumento della polarizzazione del darlington e quindi una maggior conduzione del 2N3055, ciò che ci vuole per mantenere invariata la tensione in uscita.

Il transistor di potenza, cioè, si comporta come una resistenza variabile il cui valore si modifica continuamente in modo da mantenere in uscita, per ogni variazione della corrente richiesta dal carico, lo stesso valore di tensione. Per una buona stabilizzazione occorre che la tensione livellata presente all'uscita del ponte di diodi sia superiore di alcuni volt a quella che si vuole utilizzare.

Il 2N3055 dissipa potenza e va quindi convenientemente raffreddato con dissipatore alettato di alluminio.

Alimentatore stabilizzato e protetto da 12 V - 5 A.

La semplicità dello schema di fig. 6.18 va a scapito della potenza erogata e soprattutto della percentuale di stabilizzazione che si riesce a raggiungere per variazione del carico da zero alla massima corrente o per variazione della tensione di rete.

Un circuito più complesso che impiega quattro transistor più un quinto nel dispositivo di protezione contro i sovraccarichi o i cortocircuiti accidentali, è quello di fig. 6.19.

Un transistor di piccola potenza e alta amplificazione (BC107) ha sull'emittore una tensione fissa di riferimento ottenuta con diodo Zener, e preleva con la base la tensione di polarizzazione da un partitore posto sull'uscita dell'alimentatore.

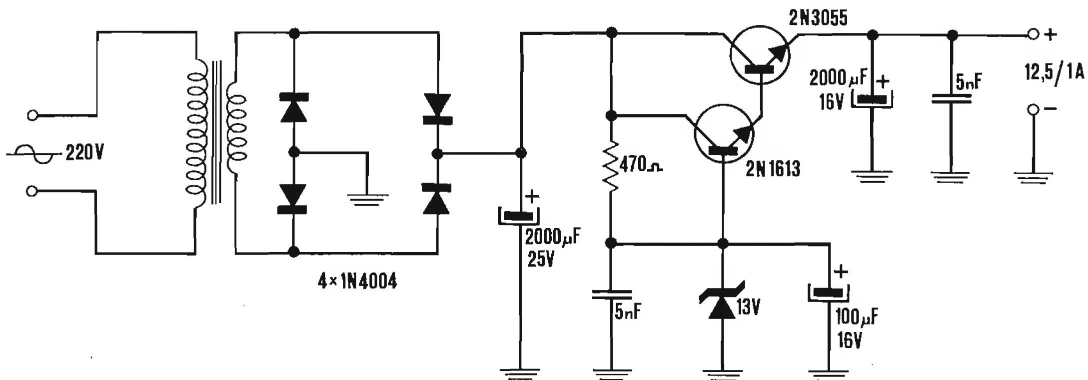


Fig. 6.18. - Semplice alimentatore stabilizzato da 12 V - 1 A.

Qualunque fenomeno che tenda ad aumentare la tensione d'uscita determina una maggior polarizzazione del primo BC107 con relativo abbassamento della tensione sul collettore e conseguente riduzione della conduzione del darlington a tre transistor che segue. Il notevole guadagno del darlington fa sì che qualsiasi piccola variazione di tensione in uscita sia quasi completamente compensata e quindi annullata.

Il BC107 avente emittore e base collegati ai capi della resistenza a filo di 0,1 Ω in serie all'uscita, entra in conduzione quando una corrente eccessiva determina ai capi della resistenza una tensione sufficiente a polarizzarlo.

Allora si viene a formare una alta differenza di potenziale ai capi della resistenza di 4,7 kΩ ed il darlington va in interdizione. Appena il cortocircuito o il sovraccarico, causa dell'eccessivo assorbimento, viene eliminato, la tensione d'uscita si ripristina automaticamente.

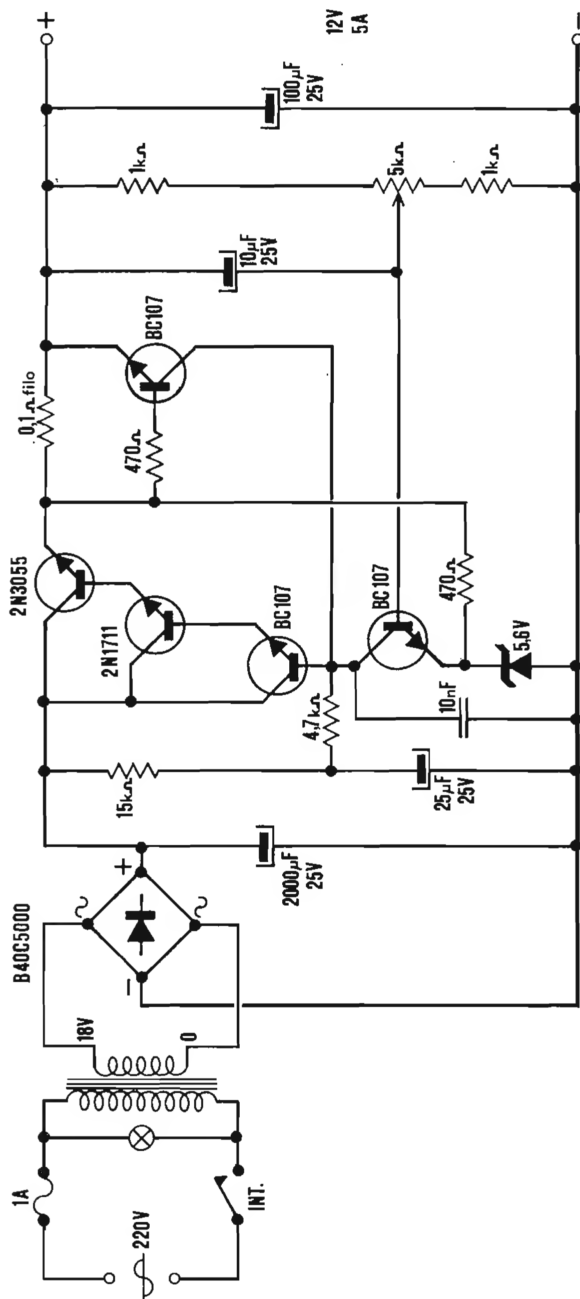


Fig. 6.19. - Alimentatore stabilizzato e protetto da 12 V - 5 A.

Il trimmer da 5 kΩ in serie al partitore di polarizzazione dal BC107, serve alla regolazione fine della tensione d'uscita, da farsi una volta per tutte.

Questo alimentatore può costituire lo stadio di alimentazione di un particolare apparato, ad esempio di un ricetrasmettitore di media potenza, nel qual caso sia la basetta del circuito stampato contenente tutti i componenti, sia la piastra dissipatrice col transistor di potenza (2N3055) trovano posto nel contenitore dell'apparato stesso.

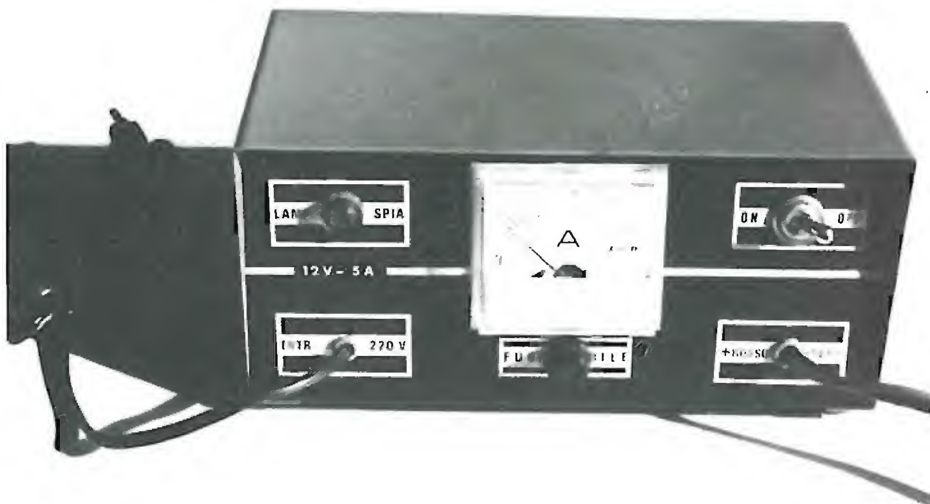


Fig. 6.20. - Come si presenta l'alimentatore stabilizzato di cui la fig. 6.19 riporta lo schema elettrico.

Ma esso può anche considerarsi un apparato a sè stante, quale alimentatore di uso generale e allora trova conveniente alloggio in contenitore proprio con frontale munito di comandi e prese.

In tal caso può risultare utile equipaggiarlo di strumento amperometrico, che andrà collegato in serie alla linea positiva d'uscita, a monte della presa del partitore di regolazione.

L'aspetto esterno può essere quello che appare in fig. 6.20.

Alimentatore stabilizzato da 12 V - 2 A con integrato μA723.

Il circuito integrato μA723 è stato appositamente costruito per semplificare i circuiti di stabilizzazione, richiedendo esso ben pochi componenti per il completamento.

La fig. 6.21 riporta lo schema di alimentatore a 12 V con massima erogazione di corrente di due ampere. Un finale di potenza tipo 2N3055 e pochi altri componenti passivi completano il circuito.

L'integrato μA723, comprende infatti in sè la tensione di riferimento, il circuito di protezione contro sovraccarichi e cortocircuiti e tutta la catena di amplificazione della tensione errore e di pilotaggio del transistor finale di potenza.

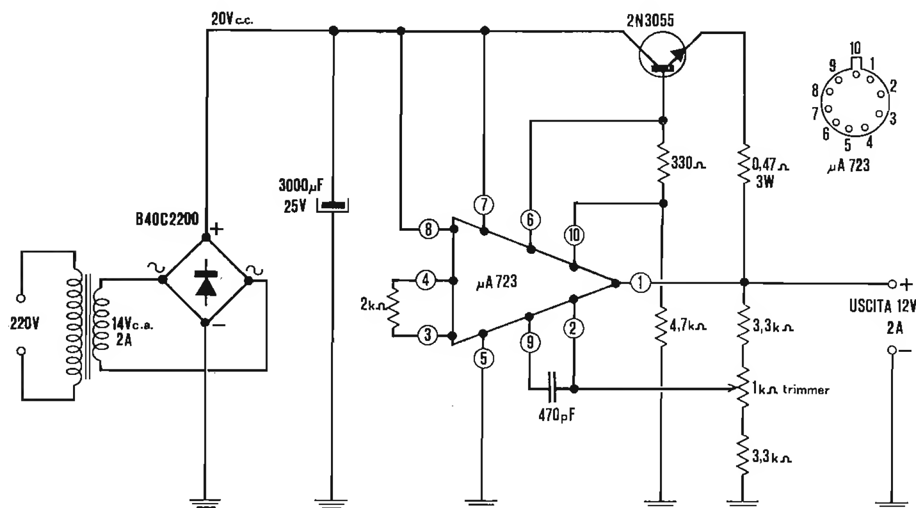


Fig. 6.21. - Schema di alimentatore stabilizzato con l'integrato μA723.

Il circuito è studiato in modo che quando interviene la protezione, la dissipazione del finale non è massima, come spesso avviene, ma si riduce automaticamente alla quarta parte. Questo circuito è chiamato *foldback*, dalla piegatura indietro della forma caratteristica di limitazione.

Alimentatore stabilizzato da 12 V - 5 A con integrato μA709.

Anche un integrato operazionale come il μA709 può vantaggiosamente essere usato in circuiti di stabilizzazione quale amplificatore della tensione errore e pilota del darligton di regolazione. Lo schema è riportato in fig. 6.22. Si notino i circuiti esterni della tensione di riferimento con Zener di 8,2 V e della protezione con transistor BC107.

Questo circuito si presta bene anche per tensioni d'uscita variabili da 4 a 24 V, aumentando semplicemente il valore della resistenza variabile del partitore rispetto a quelle fisse.

A tal fine sono stati previsti due strumenti: voltmetro e amperometro.

Occorre ricordare che quando sono richieste tensioni molto basse, tutta la restante tensione disponibile deve essere assorbita dal 2N3055 finale, per cui nel

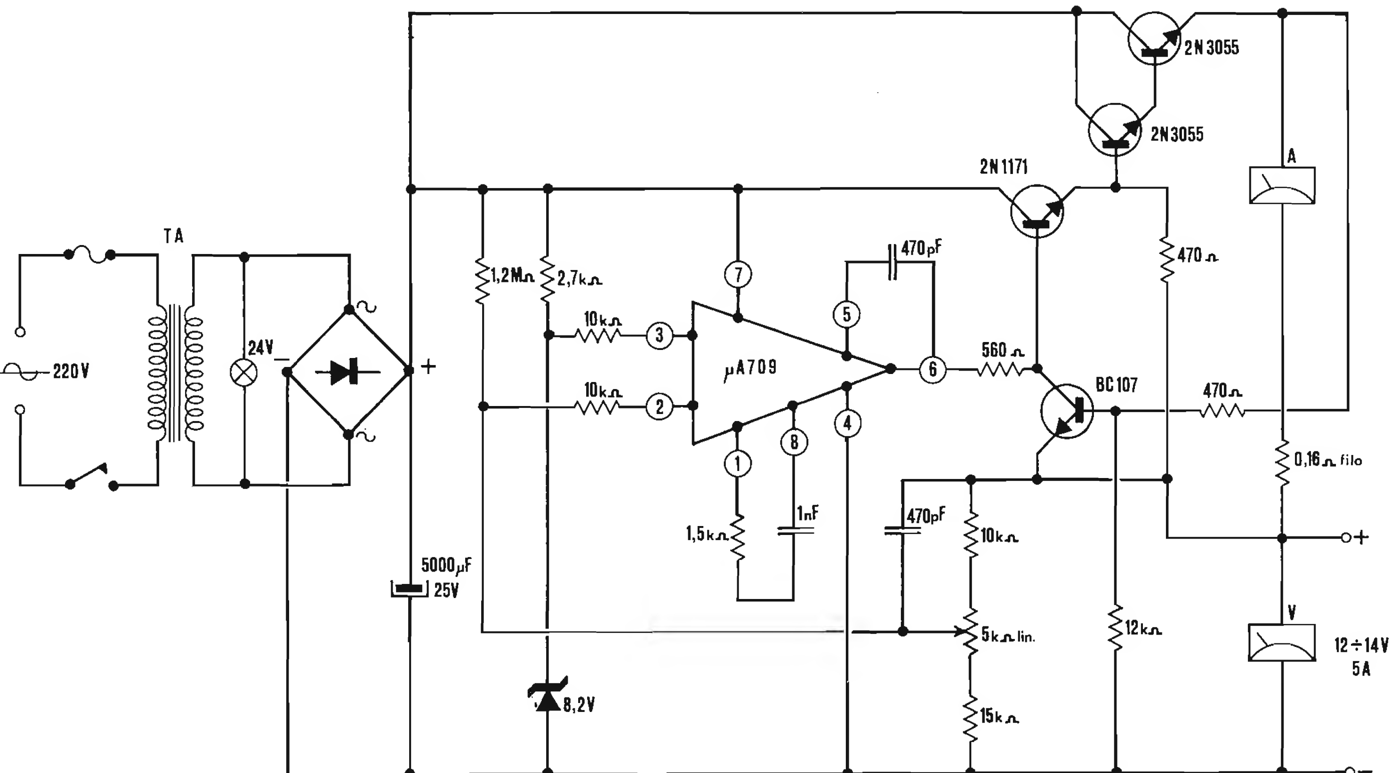


Fig. 6.22. - Schema elettrico di alimentatore stabilizzato con integrato μA709.



Fig. 6.23. - Aspetto esterno dell'alimentatore stabilizzato di cui la fig. 6.22 riporta lo schema elettrico.

caso di erogazione di correnti forti la dissipazione di tale transistor risulta molto elevata.

È necessario quindi prevedere per questo una opportuna superficie di irradiazione del calore adottando un dissipatore di dimensioni adeguate, ad esempio 20×10 cm con doppia alettatura.

La fig. 6.23 mostra l'alimentatore nel suo contenitore.

CAPITOLO SETTIMO

RICEVITORI AUTOCOSTRUITI PER DILETTANTI

Ricevitori in reazione.

DUE RICEVITORI CON FET IN REAZIONE.

Il classico circuito di rivelazione con valvola in reazione può essere vantaggiosamente applicato ai moderni transistor FET. Si ottiene così un ricevitore di notevole sensibilità, unita alla semplicità circuitale e di messa a punto.

Il transistor FET è il 2N3819 (che può presentarsi in contenitore ceramico o plastico) adatto per usi generali e che si presta bene per questo ruolo.

Da un rapido sguardo allo schema di fig. 7.2, risalta un particolare piuttosto notevole e poco comune per le onde corte: le bobine di sintonia e di reazione sono avvolte su bacchetta di ferrite, del diametro di 10 mm. Questo accorgimento, aumentando il fattore di merito della bobina d'entrata, migliora la sensibilità e selettività del ricevitore e permette di dosare meglio il grado di reazione, peraltro regolabile col potenziometro da 5 kΩ.

Il circuito si presta bene per le decametriche, e i dati riportati a schema si riferiscono in particolare ai 28 MHz.

Aumentando di una o due spire la bobina di sintonia ed agendo sulla spaziatura delle spire si può arrivare a coprire con facilità le varie gamme. L'impedenza JAF è costituita di 40 spire di filo Ø 0,3 avvolte su cilindretto di ferrite. Il trasformatore d'uscita è del tipo pilota per push-pull da 200÷300 mW.

La fig. 7.1 mostra una fotografia del ricevitore montato su basetta modulare forata di resina vetrosa. Da essa appare la razionale disposizione dei componenti, al fine di evitare collegamenti troppo lunghi.

Quando uno stadio amplificatore RF viene portato al massimo guadagno, esso tende inevitabilmente ad autooscillare, ciò che costituisce normalmente un inconveniente che occorre evitare, ed un limite al rendimento.

Nello schema di fig. 7.3 tale prerogativa viene sfruttata in senso positivo al fine di ottenere un ricevitore a reazione di buona sensibilità.

Due circuiti accordati a sintonia variabile sono presenti sul gate e sul drain del FET BF245. Le due capacità costituiscono le due sezioni di un unico variabile monocomandato. La taratura si effettua regolando i nuclei in ferrite delle due bobine

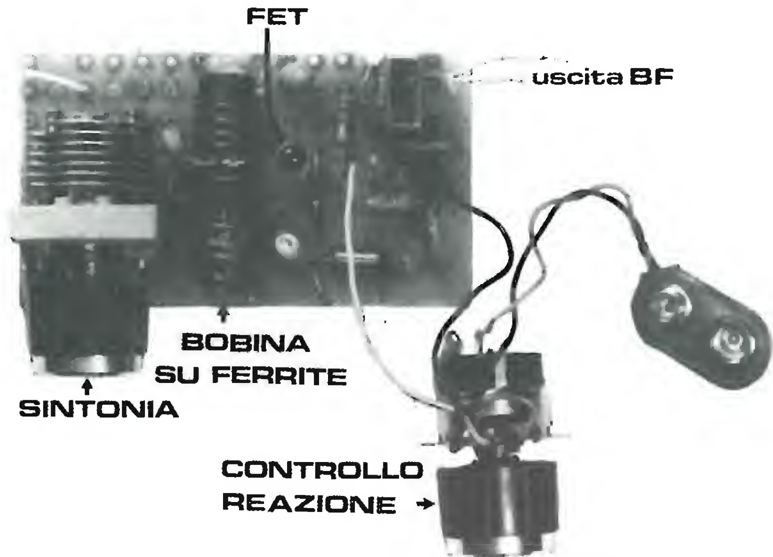


Fig. 7.1. - Ricevitore in reazione con FET 2N3819 per i 10 m.

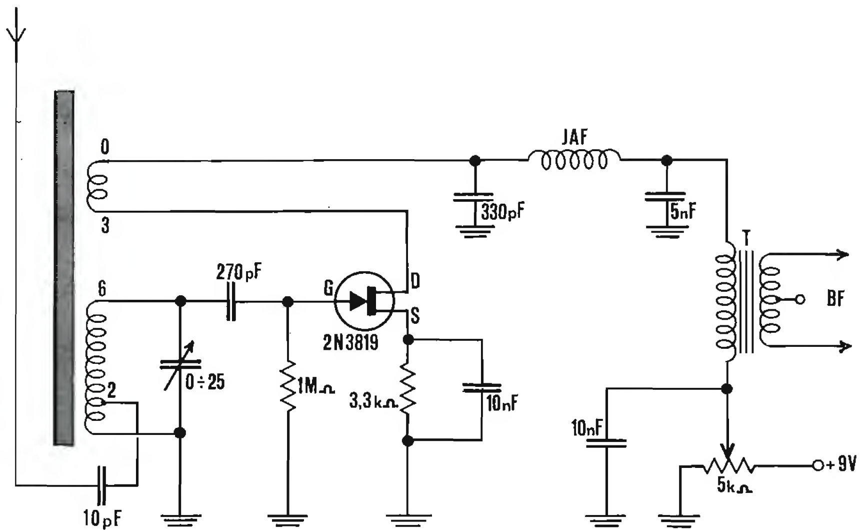


Fig. 7.2. - Schema di ricevitore in reazione per i 10 m.

fino a portare i due circuiti accordati sulla stessa frequenza. A questo punto, per capacità interna del FET si ha un ritorno di segnale dal drain al gate con inizio dell'innesco. Agendo ora sul nucleo della bobina posta sul drain si porta il circuito appena fuori sintonia fino a trovare il punto di migliore sensibilità.

Tale condizione resta valida per tutta la gamma coperta dal variabile. Per la gamma CB le due bobine consistono di 7 spire di filo di rame argentato del diametro di un millimetro avvolte su due spezzoni da 25 mm di ferrite cilindrica di 8 mm di diametro, di ottima qualità.

Le spire sono spaziate e la regolazione si ottiene introducendo più o meno i due nuclei di ferrite.

Il FET è un BF245, sostituibile col 2N5248 o col 2N3822. Il segnale BF è prelevato dal source, attraverso un filtro che attenua il fruscio della reazione.

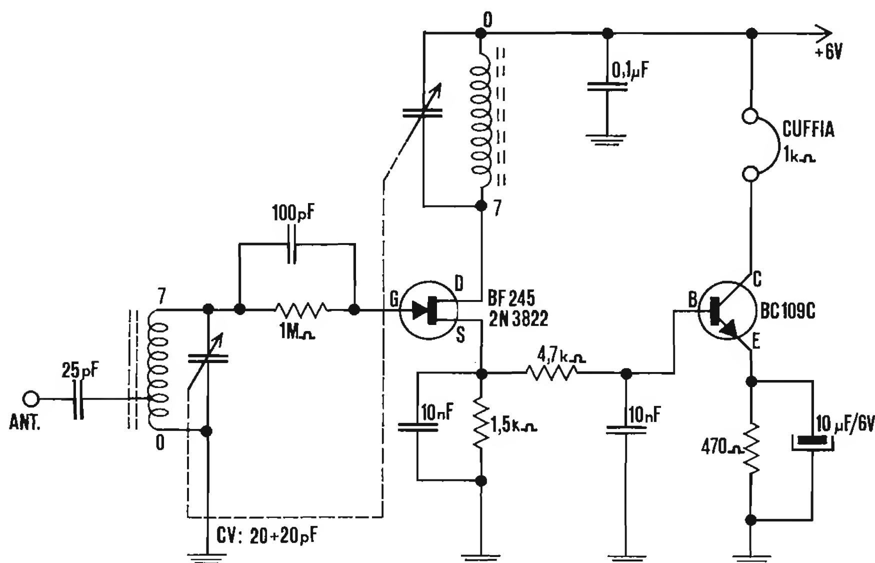


Fig. 7.3. - Schema di ricevitore in reazione per la gamma CB.

L'accoppiamento col transistor amplificatore di bassa frequenza è diretto, cosicché la base del BC109C è polarizzata dalla tensione presente sul source del FET.

L'uscita è in cuffia, con buon volume d'ascolto.

RICEVITORE IN REAZIONE CON DIODI VARICAP.

Un circuito simile al precedente, ma che elimina l'inconveniente dei collegamenti al variabile doppio, necessariamente lunghi e spesso causa di accoppiamenti indesiderati, è quello tracciato in fig. 7.4.

Due diodi varicap BA102 sostituiscono le due sezioni del variabile, e sono co-

mandati dal potenziometro di 5 kΩ, attraverso due resistenze di disaccoppiamento di 100 kΩ.

Le bobine L1 e L2 sono avvolte su due spezzoni di ferrite circolare di 30 mm di lunghezza, diametro 10 mm.

Il filo è di Ø 0,7 leggermente spaziato.

Occorrono 6 spire per le gamme 27 e 28 MHz; 8 spire per i 21 MHz e 14 spire per i 14 MHz.

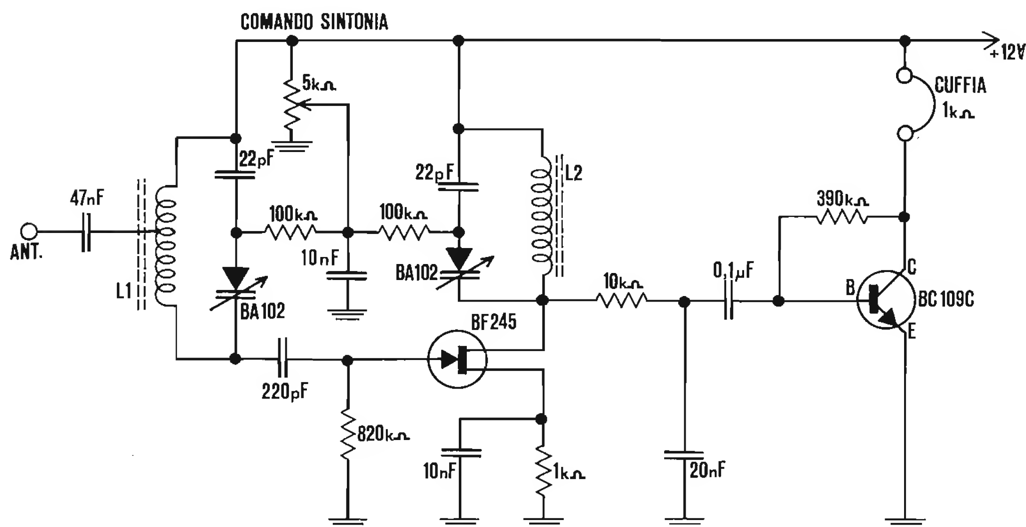


Fig. 7.4. - Schema di ricevitore in reazione con sintonia a diodi varicap.

Il FET è il BF245, sostituibile con i tipi indicati nella trattazione del ricevitore precedentemente descritto. Un BC109C amplifica il segnale di bassa frequenza, rendendolo ricevibile in cuffia.

L'alimentazione è a 12 volt.

Ricevitori supereterodina.

RICEVITORE SUPERETERODINA A DUE TRANSISTOR.

Se si vuole raggiungere una migliore sensibilità di ricezione e soprattutto una maggiore selettività, occorre progettare ricevitori con più stadi amplificatori e più circuiti accordati. Ma per le ragioni già illustrate nel secondo capitolo, in tal caso è necessario effettuare la conversione di frequenza, adottare cioè il circuito supereterodina.

Il tipo più semplice di circuito supereterodina è quello che appare in fig. 7.5.

Impiega due soli transistor, cioè un FET 2N5248 quale amplificatore e miscelatore ed un BSX26 quale oscillatore locale.

Le bobine sono di filo di rame smaltato Ø 0,4, avvolte su supporti in polistirolo Ø 5 mm provvisti di nucleo regolabile.

Il circuito d'entrata è accordato mediante il compensatore di 3÷30 pF a metà gamma 27 MHz, mentre la sintonia continua si ottiene ruotando il variabile di 5÷35 pF posto sul circuito d'oscillatore in serie ad un ceramico fisso da 22 pF.

Fig. 7.5. - Schema di supereterodina a due transistor.

La reazione avviene per accoppiamento con l'emittore dalla presa alla quarta spira della bobina oscillatrice. Il circuito oscillatore è stabilizzato con Zener a 6,8 V.

All'uscita del FET, una media frequenza seleziona il segnale convertito a 470 kHz e lo passa allo stadio rivelatore a diodo. Di qui il segnale rivelato è pronto per essere amplificato in BF.

RICEVITORE CON FET E FILTRO MF CERAMICO.

Dello stesso tipo, ma un po' più elaborato è il circuito di fig. 7.6.

Lo stadio oscillatore è servito da un FET, come quello di entrata, ed entrambi i circuiti accordati sono a sintonia continua, con variabile a due sezioni da 9 pF ciascuna. La MF è sostituita da un filtro ceramico a 470 kHz, che facilita l'operazione di taratura.

In tal caso conviene effettuare la rivelazione del segnale con due diodi, tipo AA119 o simili. L'alimentazione è a 12 Vcc.

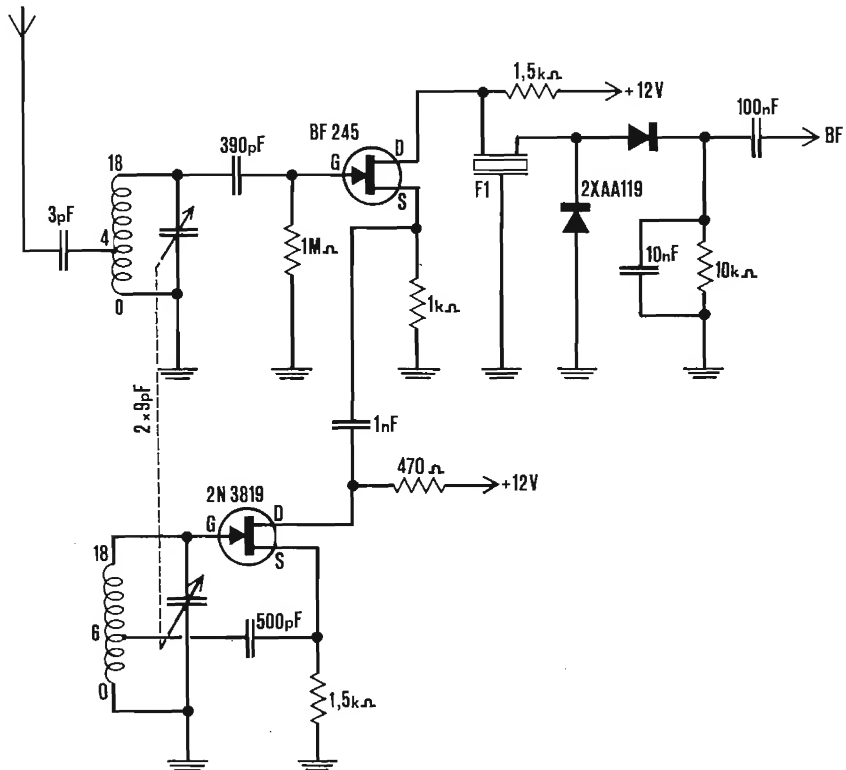


Fig. 7.6. - Schema di supereterodina con filtro ceramico.

RICEVITORE CON MOSFET E DUE STADI MF.

La conversione di frequenza comporta vantaggi pratici in quanto rende possibile l'amplificazione del segnale ricevuto ad una frequenza più bassa, e ciò che più conta a frequenza fissa (media frequenza) consentendo l'impiego di circuiti accordati fissi.

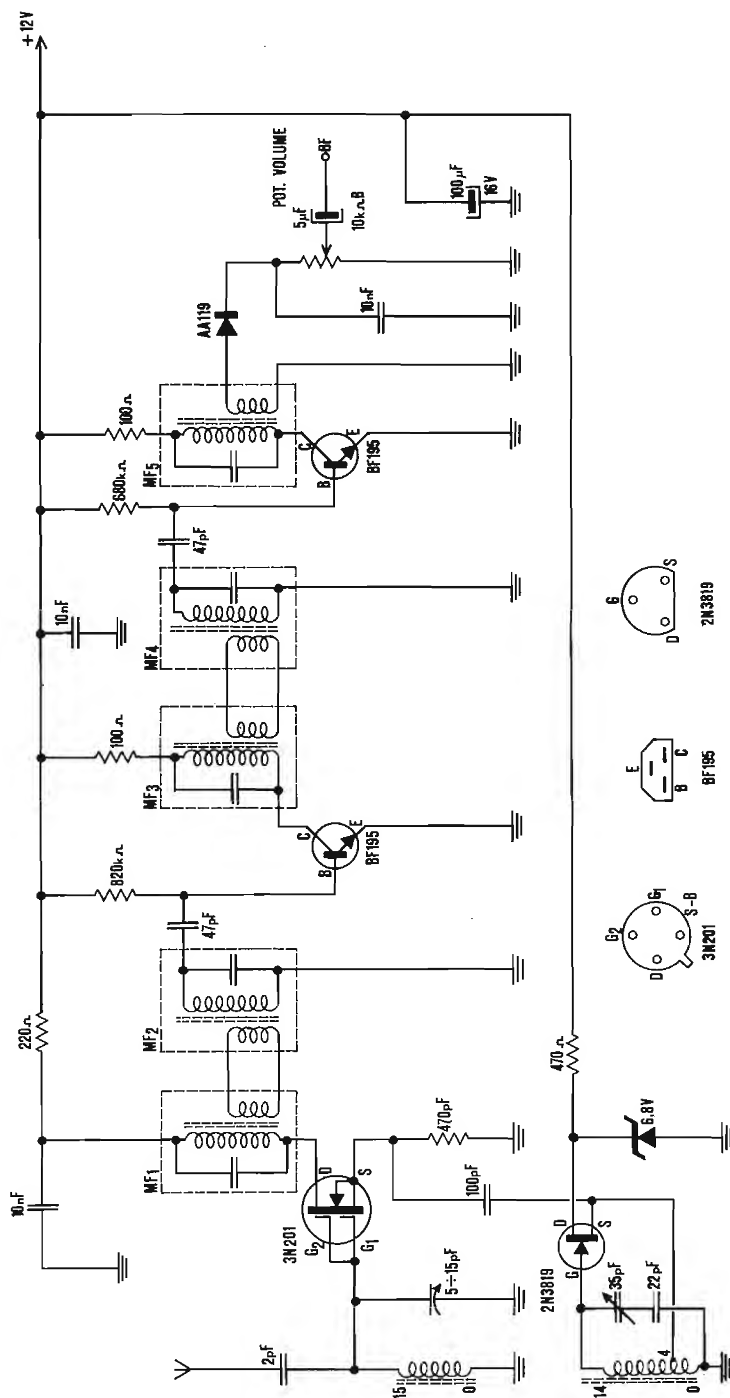


Fig. 7.7. - Schema di ricevitore con MOSFET e due stadi MF.

È quindi opportuno che allo stadio convertitore seguano uno o più stadi amplificatori MF. Questo criterio è stato adottato nel ricevitore di cui la fig. 7.7 riporta lo schema elettrico.

Il transistor amplificatore RF e convertitore è il MOSFET 3N201 a due gate, qui peraltro collegati assieme. L'ingresso è semiperiodico, cioè sintonizzabile in sede di taratura al centro gamma, una volta per tutte.

L'oscillatore locale è servito dal FET 2N3819, nel circuito ormai solito.

I trasformatori di MF sono quelli comuni a 455 kHz col solo primario accordato. Ne vengono usati due in coppia per ogni stadio al fine di ottenere una migliore selettività.

I transistor amplificatori MF sono due BF195 NPN al silicio, in contenitore plastico. Lo schema risulta abbastanza semplice e vi sono stati riportati tutti i dati necessari per la realizzazione, comprese le connessioni dei transistor, visti dal lato dei terminali.

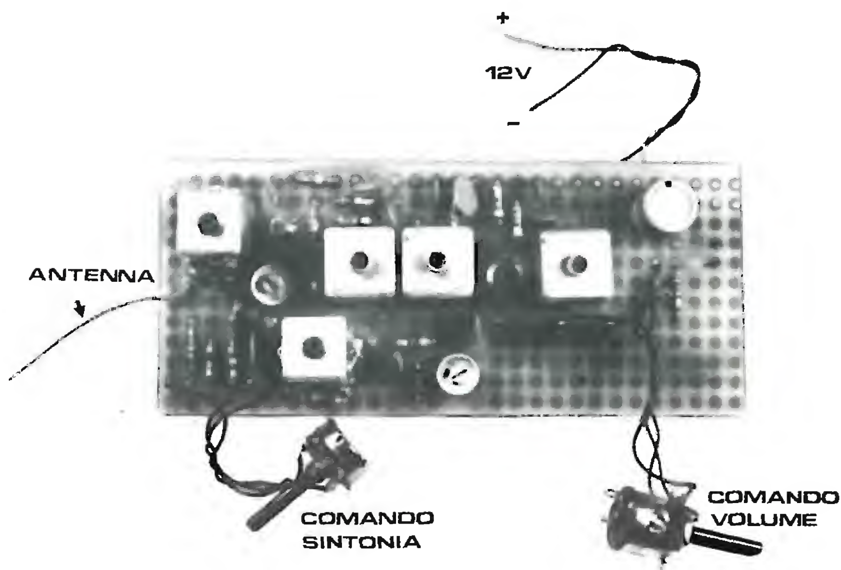


Fig. 7.8. - Supereterodina con integrato TAA661.

RICEVITORE CON INTEGRATO TAA661.

Gli attuali amplificatori integrati possono sostituire da soli più stadi a componenti discreti, con notevoli vantaggi di resa e con risparmio di tempo e spazio.

Nello schema di fig. 7.8 è illustrato un ricevitore che fa uso dell'integrato TAA661, quale amplificatore MF e rivelatore. Ovviamente i trasformatori di MF sono

Fig. 7.9. - Schema di supereterodina con Integrato TAA661.

in questo caso soltanto tre, ma il circuito d'ingresso non è semiperiodico come nel caso precedente, in quanto qui è fatto uso di un varicap a due sezioni, il BB104 nel ruolo di capacità variabile per i circuiti di entrata e d'oscillatore.

Il comando di sintonia, quindi, è costituito da un potenziometro col pregio di poter essere collocato nel punto più idoneo del pannello frontale del ricevitore, senza preoccupazione alcuna circa l'eccessiva lunghezza dei collegamenti.

I transistor impiegati sono due: il MOSFET 40673 della RCA, a doppio gate, nel circuito di entrata e conversione, ed il FET 2N5248 nel circuito di oscillatore locale.

Le bobine d'entrata e l'oscillatore sono avvolte con filo smaltato Ø 0,4 su supporto di polistirolo Ø 5 mm, con nucleo regolabile e schermo metallico.

La fig. 7.8 mostra la basetta modulare su cui è montato il ricevitore, dalla quale escono i collegamenti per i potenziometri del volume e della sintonia, la presa d'antenna e quella per l'alimentazione a 12 Vcc.

RICEVITORI SUPERETERODINA A DOPPIA CONVERSIONE.

Quando le stazioni di una determinata gamma sono molto vicine tra loro, come nel caso dei 27 MHz, oppure quando si vogliono selezionare segnali molto deboli e lontani, aventi frequenza prossima a quella di segnali forti indesiderati, il classico circuito supereterodina denuncia i propri limiti ed appare insufficiente a raggiungere una selettività accettabile.

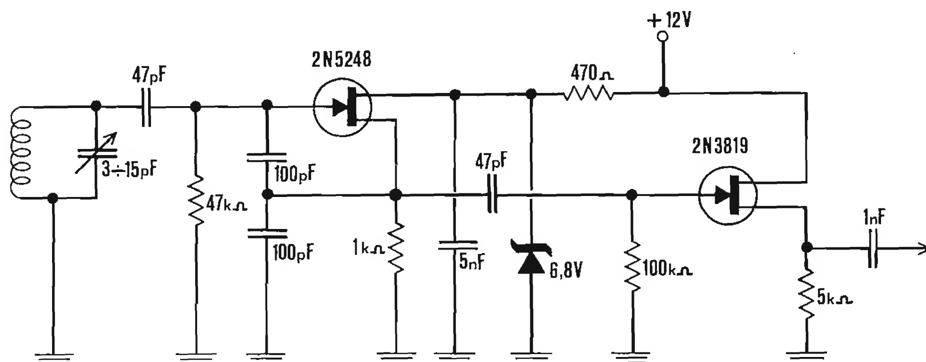


Fig. 7.10. - Schema di VFO a due FET.

Per risolvere il problema è stato concepito il circuito a doppia conversione, ove uno dei due oscillatori locali è stato stabilizzato a quarzo.

La doppia conversione può essere realizzata in più modi.

Vi può essere un primo oscillatore variabile (VFO) a cui segue uno stadio di MF e quindi un secondo oscillatore locale quarzato. Oppure è quarzato il primo e la sintonia si ottiene variando l'accordo del secondo oscillatore locale.

In ogni caso si avranno sempre due stadi oscillatori e due frequenze intermedie e più stadi MF.

Uno dei principali vantaggi di questo tipo di circuito è il fatto di poter adottare per la prima media frequenza un valore relativamente alto (ad es. 9 MHz) evitando così gli inconvenienti della frequenza immagine.

La seconda MF è di solito del valore standard di 470 o 455 kHz.

Lo svantaggio maggiore è invece il forte rumore di fondo che la doppia conversione necessariamente comporta.

I ricevitori che adottano la doppia conversione sono normalmente quelli di tipo professionale per gamma civile o per radioamatori, oppure i radiotelefoni per CB.

CONVERTITORE PER RICEVERE I 27 MHz CON RADIO PER ONDE MEDIE.

Il dilettante costruttore può tranquillamente accingersi alla costruzione di un apparato di tale impegno usando un accorgimento che semplifica notevolmente la realizzazione. Può cioè utilizzare come stadio di seconda conversione e successivi, un comune ricevitore radio per onde medie.

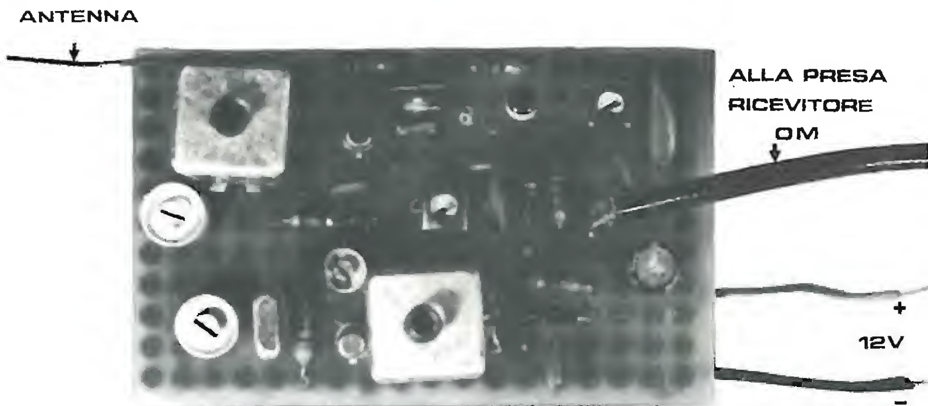


Fig. 7.11. - Convertitore per la CB.

Uno stadio convertitore controllato a quarzo, quindi a frequenza fissa, può ricevere una intera gamma di frequenze se lo stadio di media varia di sintonia. È ciò che avviene nel convertitore di fig. 7.11 e di cui la fig. 7.12 riporta lo schema elettrico.

Il MOSFET MEM571 è montato in circuito oscillante controllato con quarzo da 28 MHz. Quando questa frequenza fissa entra in battimento con i segnali ricevuti

e amplificati dal MOSFET MEM564, di frequenza variabile da 26,965 a 27,255 MHz (tali sono gli estremi della gamma CB) si ha come risultante una gamma di frequenza che spazia da 1 035 kHz a 745 kHz. Ma questa banda di frequenze rientra nella gamma onde medie ed è quindi perfettamente sintonizzabile con un comune ricevitore radio commerciale. È preferibile utilizzare un ricevitore che non abbia la bobina in ferrite, in caso contrario occorre schermare tutto l'apparecchio. Infatti il pericolo maggiore in questa realizzazione è che assieme alla banda CB convertita, entrino nel ricevitore anche le stazioni di radiodiffusione ad onde medie, rendendo precario l'ascolto. Per lo stesso motivo l'uscita del convertitore è fatta con cavetto coassiale. La frequenza del quarzo non è affatto critica: sono perfettamente adatte frequenze comprese entro la gamma da 25,655 a 26,420 oppure da 27,800 a 28,565.

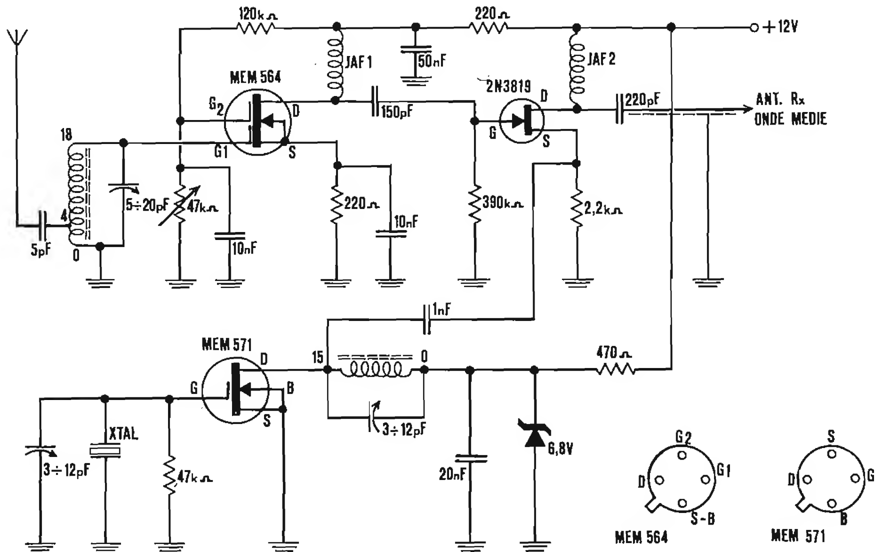


Fig. 7.12. - Schema di convertitore per ricevere la CB con apparecchio radio per onde medie.

Importante è che la frequenza del quarzo dia per battimento con le frequenze estreme della gamma CB (26,965 - 27,255) un intervallo di frequenze comprese nella gamma onde medie.

La taratura dei tre compensatori va fatta così: il compensatore C1 va sintonizzato a circa metà gamma; C2, in parallelo al quarzo, va regolato alla frequenza di 28 MHz; infine C3 si regola per la massima uscita di segnale dall'oscillatore locale. Il trimmer da 47 kΩ va ruotato in una posizione di compromesso per la massima sensibilità del ricevitore compatibilmente col minor fruscio.

Le impedenze di carico del MEM564 e del 2N3819, amplificatore-separatore,

sono di 5÷10 mH, ma nel prototipo sono state utilizzate delle medie frequenze miniatura a cui era stato asportato il condensatore di accordo.

Questo espediente, oltre a fornire una buona induttanza di carico in minimo spazio, garantisce contro accoppiamenti ed inneschi nocivi, grazie alla perfetta schermatura.

I dati delle bobine sono i seguenti:

— Bobina di entrata = 18 spire filo rame smaltato Ø 0,6 su supporto Ø 5 mm con nucleo e schermo.
— Bobina d'oscillatore = 15 spire filo rame smaltato Ø 0,5 su supporto dello stesso tipo.

I ricevitori fin qui descritti sono volutamente semplici, affinché la loro realizzazione non presenti per il dilettante medio difficoltà eccessive e non richieda una complessa strumentazione per la messa a punto. Tuttavia i risultati spesso sono scarsi rispetto alle prestazioni che si vogliono ottenere in quanto ad esempio la sensibilità e la selettività oltre un certo grado sono irraggiungibili con i circuiti esaminati e richiedono schemi più complessi.

Per questi motivi è lecito considerare positivamente la disponibilità sul mercato di telaietti premontati con cui il dilettante può assemblare il proprio ricevitore completandolo con tutti gli accessori che desidera.

Un esempio del genere è dato dai moduli premontati della ELT Elettronica.

RICEVITORE A DOPPIA CONVERSIONE PER 27 MHz CON MODULI PREMONTATI.

Elemento principale è il modulo ricevitore per i 26÷28 MHz, a doppia conversione, di cui la fig. 7.14 riporta lo schema di collegamento e la fotografia di fig. 7.13 ne dà una visione di insieme.

Le caratteristiche sono:

— sensibilità per un rapporto segnale disturbo di 6 dB = 0,5 μV;
— selettività a 6 dB = 4,5 kHz;
— uscita BF per 1 μV di ingresso = 10 mV;
— due conversioni di frequenza di cui una quarzata;
— media frequenza = la 1ª a 4,6 MHz; la 2ª a 460 kHz;
— squelch e noise limiter;
— presa per s-meter;
— presa per sintonia elettronica;
— controllo di sensibilità automatica e manuale;
— variabile di sintonia demoltiplicato;
— alimentazione 12-16 Vcc con stabilizzazione interna;
— circuito stampato in vetronite di dimensione 18×7,5 cm.

Lo schema elettrico con tutti i valori dei componenti è riportato alla Tavola I.

Il modulo è completo in sè e per costituire un ricevitore sui 27 richiede soltanto una sorgente di tensione continua a 12 V e uno stadio di bassa frequenza (modulo BFK7).

È però consigliabile, tra i tanti accessori e moduli con cui può essere arricchito, adottare i seguenti:

— manopola demoltiplicata per la sintonia;

— controllo di sensibilità manuale;

— s-meter;

— noise limiter;

— telaio rivelatore SSB (vedi fig. 7.15).

La stessa Ditta costruttrice ha in produzione con la sigla KC7 un convertitore per la gamma 144÷146 MHz con uscita a 26÷28 MHz, studiato per essere accoppiato al modulo ricevitore K7.

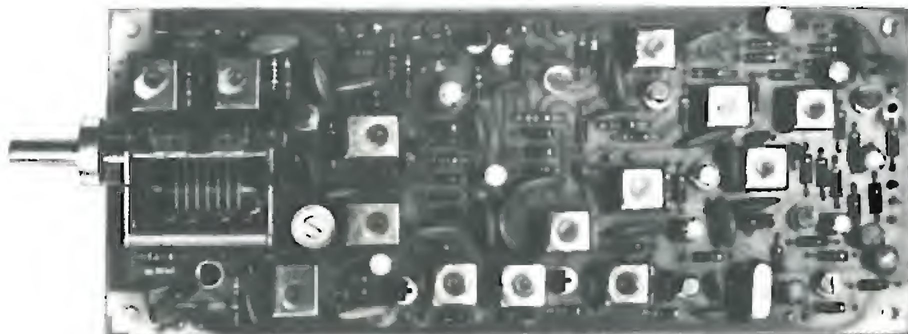


Fig. 7.13. - Fotografia del modulo ricevitore per 2 MHz (ELT Elettronica mod. K7).

Alimentato a 12÷16 Vcc ha un guadagno di 22 dB con figura di rumore di 1,2 dB.

Utilizzando il convertitore, occorre prevedere anche l'impiego del modulo FMK7, discriminatore e limitatore, per ricevere segnali modulati in frequenza.

Ma il modulo più interessante ed originale, che dà il tono della realizzazione tecnica più avanzata all'apparato ricevente che lo impiega è senza alcun dubbio quello della sintonia elettronica (SEK7).

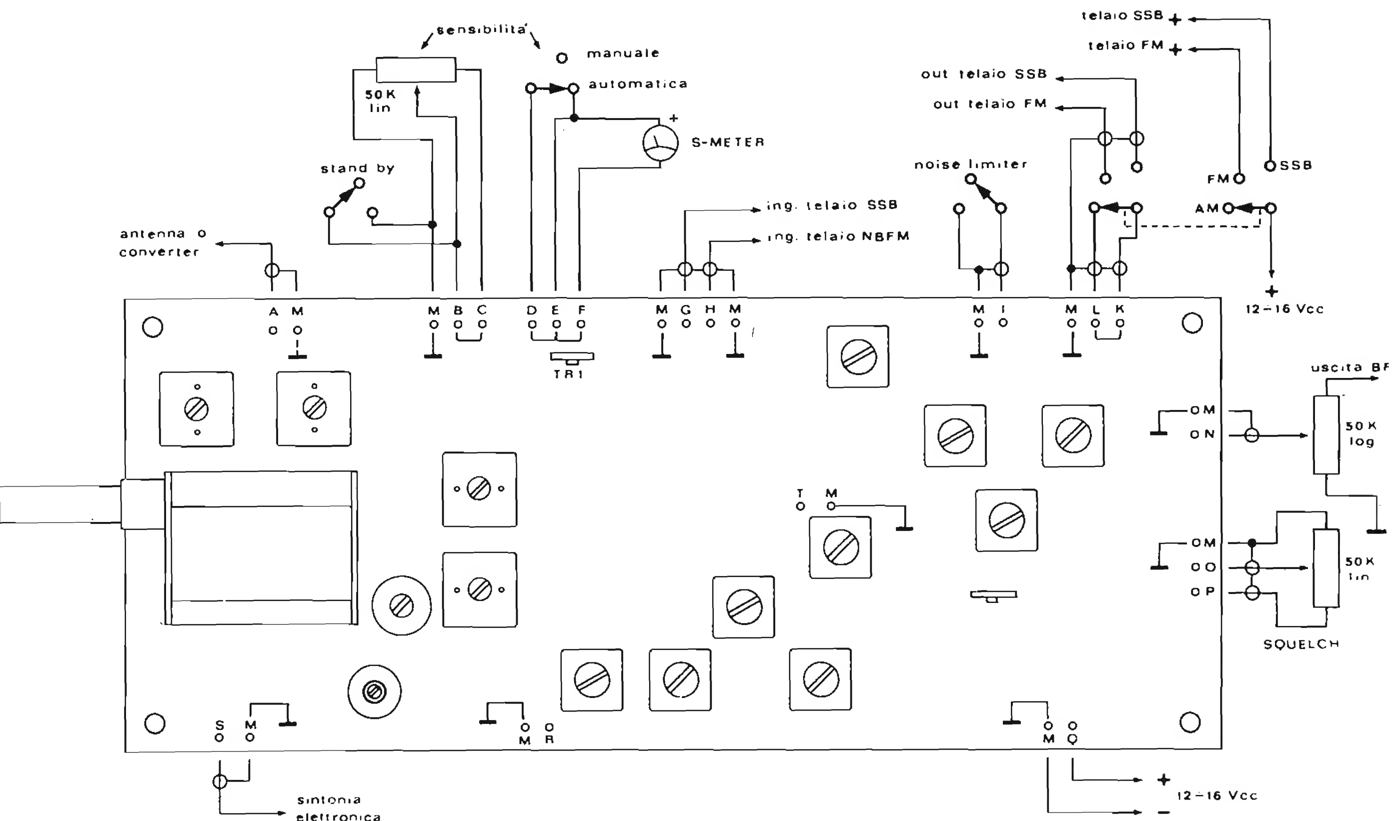


Fig. 7.14. - Schema di collegamento del modulo K7.

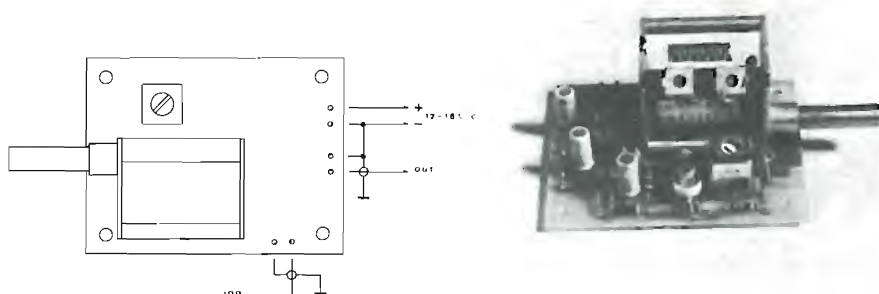


Fig. 7.15. - Modulo rivelatore per SSB (ELT Elettronica mod. SSBK7).

Questi, a cinque indicatori nixie per la gamma dei 27 MHz ed a sei per quella dei 144 MHz, permette di visualizzare l'esatto valore di frequenza su cui è sintonizzato il ricevitore.

Il telaietto della sintonia elettronica è visibile nella foto di fig. 7.16.

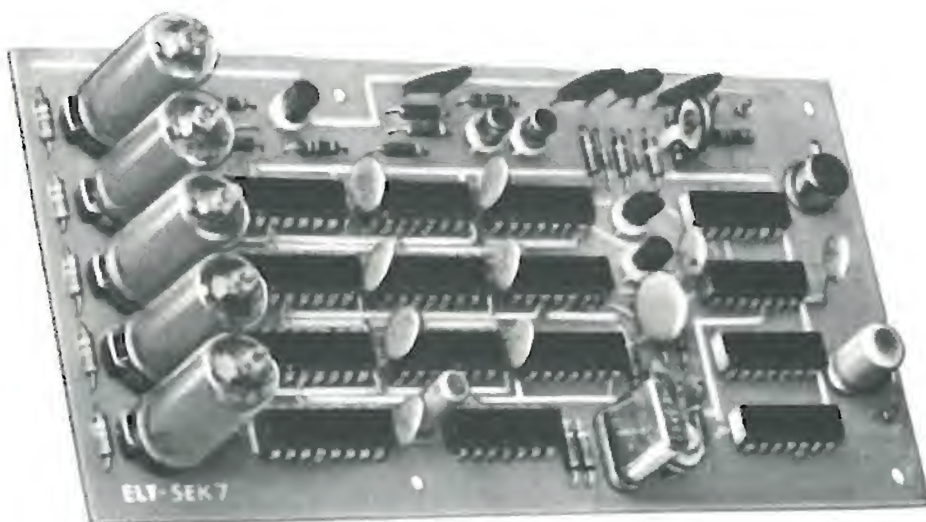


Fig. 7.16. - Modulo sintonia elettronica (ELT Elettronica mod. SEK7).

RICEVITORE PER LA GAMMA DEI 27 MHz E DEI 144 MHz CON SINTONIA ELETTRONICA.

È possibile, assemblando tutti i moduli brevemente descritti, costruire un ricevitore di caratteristiche semiprofessionali capace di ricevere le due gamme dei 26÷28 MHz e dei 144÷146 MHz con segnali modulati in AM e in FM nonché la SSB.



Fig. 7.17. - Ricevitore per 27 e 144 MHz con sintonia elettronica.

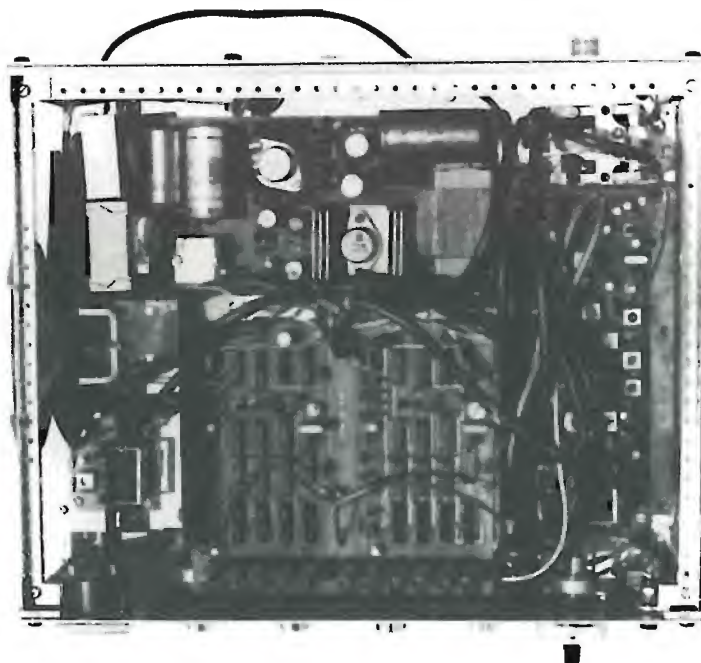


Fig. 7.18. - Disposizione dei moduli e cablaggio.

La fig. 7.17 mostra l'aspetto esterno del ricevitore in funzione con l'ampio pannello frontale su cui sono disposti i vari comandi e la scala parlante con le cinque cifre illuminate, indicanti la frequenza sintonizzata.

Si nota inoltre sulla sinistra lo « s-meter » e sulla destra, la manopola a manovella per la sintonia.

La fig. 7.18 riporta la foto dall'alto del cablaggio interno.

Si distingue in alto la basetta di alimentazione che fornisce tre tensioni: 12 V per i vari moduli, 5 V per gli integrati dei moduli della sintonia elettronica e i 160 V per i tubi nixie.

In alto a destra è il relay d'antenna, vicino al bocchettone coassiale d'uscita.

In basso vi sono, affiancate, le due basette delle sintonie elettroniche per le due gamme. A sinistra è l'altoparlante e sotto il modulo rivelatore SSB.

Sulla destra si vede il modulo del ricevitore.

Il convertitore 144, il discriminatore e il modulo di BF sono sistemati sotto i moduli delle sintonie elettroniche.

È prevista una abbondante schermatura dei vari stadi e generoso uso di cavetto coassiale e schermato per i collegamenti tra i moduli.

L'uscita è in altoparlante, entro contenuto; è però prevista sul pannello una presa per cuffia, utile in molti casi. L'alimentazione è a 220 V, dalla rete luce. L'alimentatore quindi consta di due sezioni: una che fornisce 160 V livellati per l'accensione dei tubi nixie; e una a 12 V stabilizzati per l'alimentazione generale dei moduli, da cui si ricava la tensione di 5 V, per gli integrati delle sintonie elettroniche.

CAPITOLO OTTAVO

RICEVITORI PROFESSIONALI A ONDE CORTE

Caratteristiche generali.

Gli apparecchi radio per la ricezione di comunicazioni radiofoniche e radiotelegrafiche da parte di stazioni commerciali, navali e dilettantistiche, e nei laboratori radiotecnici quali apparecchi di confronto, appartengono alla categoria particolare dei *ricevitori professionali.*

Sono particolarmente adatti per funzionare nella gamma delle onde corte e cortissime (da 10 a 200 m) e per la ricezione a medie, grandi ed anche grandissime distanze, di oltre 10 000 km, approfittando delle particolari caratteristiche di propagazione di queste onde.

Progettati e costruiti in modo da assicurare il funzionamento costante e ininterrotto anche nelle condizioni più difficili di ricezione, hanno elevatissima sensibilità, selettività e stabilità di funzionamento; sono perciò dei ricevitori radio per eccellenza.

Il loro aspetto esterno è molto diverso da quello dei comuni apparecchi radio; sono contenuti entro cassette metalliche e non hanno l'altoparlante incorporato; sono provvisti di due prese, una per la ricezione con cuffia e l'altra per la ricezione con l'eventuale altoparlante separato. Infatti, pur funzionando con numerose valvole (in genere da 7 a 20), questi apparecchi sono bene adatti per il funzionamento con cuffia telefonica; ciò riesce utile perché in tal modo l'ascoltatore non viene disturbato dai rumori ambientali.

Anche l'alimentatore è generalmente separato dal ricevitore e sistemato entro la propria cassetta metallica. Può venir facilmente staccato e sostituito in modo da poter consentire il passaggio da una forma di alimentazione all'altra.

Al posto della scala parlante vi è una scala graduata nelle frequenze di ricezione; il comando di sintonia è facilitato con varie forme di espansione di gamma, con condensatore variabile a verniero, con manopola a demoltiplica molto elevata, o con numerose bande.

Il pannello frontale è provvisto di numerosi comandi allo scopo di adattare il ricevitore alle migliori condizioni di funzionamento. La sola parte non molto curata di questi ricevitori è quella a bassa frequenza, dato che le comunicazioni radio a voce o con segnali Morse occupano una banda di frequenze acustiche molto ristretta. Vengono costruiti con molta cura da parte di specialisti con componenti di alta classe (condensatori variabili fresati, portabobine e portavalvole in materiale ceramico a minima perdita, bobine avvolte con filo argentato, condensatori ceramici, trasformatori

di alimentazione e filtri ampiamente dimensionati, accurate schermature e numerosi circuiti disaccoppiatori, commutatore di gamma a tamburo o bobine intercambiabili a mano, componenti a compensazione termica per i circuiti d'oscillatore, ecc.).

Gli apparecchi professionali di tipo militare sono spesso provvisti di più valvole dello stesso tipo, al solo scopo di consentire la rapida sostituzione in caso di avaria, ciò che risulterebbe meno facile se le valvole fossero di svariati tipi.

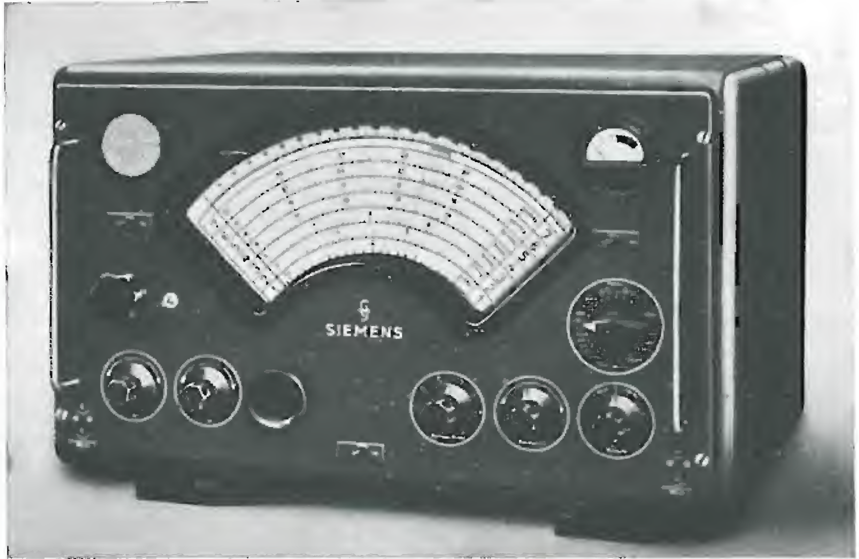


Fig. 8.1. - Aspetto esterno di un tipico ricevitore professionale. L'alimentatore e l'altoparlante sono separati (Siemens).

Sul pannello frontale degli apparecchi professionali vi sono generalmente i seguenti comandi:

1) comando di sintonia con manopola a demoltiplica;
2) comando commutatore di banda;
3) comando di volume BF;
4) comando di sensibilità AF;
5) comando per ricezione dei segnali telegrafici ad onde persistenti;
6) controllo della selettività;
7) comando di pronto funzionamento (*Stand By*);
8) interruttore di accensione e interruttore CAV.

Gli apparecchi professionali vengono collegati ad apposita antenna esterna di lunghezza prestabilita e opportunamente orientata, mediante discesa bifilare, in cavo coassiale o piattina.

Caratteristiche circuitali degli apparecchi professionali.

Gli apparecchi professionali sono generalmente delle supereterodine adatte per la ricezione delle gamme ad onde corte e cortissime, con uno o più stadi d'amplificazione ad alta frequenza e con lo stadio di conversione a due valvole, una oscillatrice e l'altra mescolatrice; ad esso seguono due o più stadi d'amplificazione a media frequenza.

DOPPIA CONVERSIONE. — Alcuni ricevitori sono del tipo a doppia conversione di frequenza, con due amplificatori a MF, uno a MF alta, generalmente intorno a 5 MHz, l'altro a MF bassa, di 470 kHz. La doppia conversione di frequenza è utile per la ricezione di segnali a frequenze elevate, da 1,5 a 30 MHz, dato che con essa risulta più distanziata la frequenza d'immagine, più facile ed accurata la taratura dei circuiti, più elevata la selettività e maggiore la stabilità.

Poiché l'entrata del secondo convertitore è a frequenza costante, il suo circuito d'oscillatore può essere facilmente controllato con un cristallo di quarzo opportunamente tarato. La frequenza dell'oscillatore può essere indifferentemente più alta o più bassa della frequenza del segnale in arrivo; nei ricevitori ad OM è opportuno che essa sia più alta, per ragioni costruttive, nei ricevitori ad OC e OCC può essere invece opportuno scegliere la frequenza dell'oscillatore più bassa.

Risulta conveniente la frequenza più bassa, specie nei ricevitori provvisti di doppia conversione di frequenza, poiché riesce più semplice realizzare il circuito accordato d'oscillatore a 5,5 MHz, sotto la frequenza del segnale in arrivo anziché sopra.

OSCILLATORE DI NOTA. — Tutti i ricevitori professionali sono in grado di ricevere anche i segnali telegrafici ad onde persistenti, senza modulazione, e che risulterebbero inaudibili se la frequenza della loro portante non venisse convertita a frequenza audibile.

Ciò si ottiene sovrapponendo alla frequenza dei segnali in arrivo un'altra frequenza poco discosta, tale che la loro differenza corrisponda alla frequenza audibile desiderata. La tensione oscillante locale, prodotta dal ricevitore, è ottenuta con un oscillatore accoppiato ad uno dei circuiti a MF; le due frequenze vengono amplificate simultaneamente e quindi rivelate. Ne risulta la *frequenza di battimento*, detta anche *frequenza di nota*. L'oscillatore è detto *oscillatore di nota* oppure *oscillatore di battimento* (beat oscillator).

VARIAZIONE DI SENSIBILITÀ. — Altra caratteristica degli apparecchi professionali è di consentire la regolazione, con comando manuale esterno, dell'amplificazione delle valvole in alta e media frequenza; ne risulta un *controllo manuale di sensibilità* dell'apparecchio. È anche detto *controllo di guadagno AF*.

VARIAZIONE DI SELETTIVITÀ. — Alcuni apparecchi possiedono un commutatore per la ricezione con o senza filtro a cristallo, altri un dispositivo per l'inserzione graduale del filtro stesso, altri ancora sono provvisti di un dispositivo per regolare il grado d'accoppiamento di uno o più trasformatori di MF.

« S » METER, CAV E ANTIDISTURBI. — Spesso gli apparecchi professionali sono provvisti di strumento indicatore dell'intensità di ricezione, con scala graduata in modo convenzionale, da S1 a S9; tale strumento vien detto « *S* » *Meter*, ed è collocato sul pannello frontale. Esso serve anche quale indicatore di sintonia.

Vi è pure una valvola amplificatrice della tensione per il controllo automatico di volume. Nel circuito del CAV vi può essere un interruttore allo scopo di paralizzarne l'azione, il che è utile in alcuni casi, ad es. durante la ricezione della telegrafia.

Può essere presente in questi ricevitori anche un particolare circuito limitatore dei disturbi (ANL) (vedasi capitolo quarto).

RICEZIONE IN SSB. — Gli apparecchi di classe elevata consentono anche la ricezione SSB (*single side band*), ossia quella di segnali radio trasmessi con una sola delle due bande laterali di modulazione, e con in più la soppressione della portante. Questo tipo di trasmissione consente un considerevole aumento dell'efficienza, con un guadagno in potenza di circa otto volte quello ottenibile con il tipo classico di trasmissione, quello su due bande laterali. Gli apparecchi riceventi adatti anche per segnali SSB sono provvisti di un particolare rivelatore a prodotto; con il rivelatore normale per AM i segnali SSB non risultano intelligibili.

STABILIZZATRICE DI TENSIONE. — Gli apparecchi professionali sono generalmente provvisti di stabilizzatrice di tensione, della valvola oscillatrice per la conversione di frequenza. Possono essere del tipo a due o più elettrodi; in quest'ultimo caso vi è la possibilità di stabilizzare più tensioni.

POSIZIONE DI STAND BY. — È una posizione di pronto funzionamento, in cui le varie valvole sono tutte accese, mentre il funzionamento del ricevitore è bloccato per apertura del circuito anodico o per elevata polarizzazione delle valvole, o in altro modo.

Ricevitore professionale per onde corte e cortissime, per dilettanti.

CARATTERISTICHE GENERALI. — Un ottimo ricevitore professionale a 12 valvole, molto bene adatto per la ricezione dilettantistica nelle bande dei 10 e dei 20 metri, è quello di cui le figg. 8.3 e 8.4 riportano gli schemi di principio ed elettrico.

Il ricevitore è stato progettato allo scopo di consentire la ricezione anche a grandissime distanze, di 10 000 km ed oltre, nelle più avverse condizioni di ascolto.

È provvisto di due serie di tre bobine intercambiabili a mano. Questo tipo di sostituzione delle bobine è il più pratico per il dilettante, ed anche il meno costoso.

Un solo stadio di amplificazione in AF è sufficiente per assicurare la reiezione della frequenza d'immagine, data la doppia conversione di frequenza. Un risultato analogo si sarebbe potuto ottenere anche con un solo stadio di conversione purché preceduto da due stadi di amplificazione in AF, i quali avrebbero però introdotto l'inconveniente di un eccessivo rumore di fondo; la soluzione migliore del problema di ottenere l'elevata reiezione della frequenza d'immagine con il minimo livello del rumore di fondo, consiste appunto nell'impiego di una sola valvola amplificatrice in AF, seguita dalla doppia conversione di frequenza.

È importante un altro vantaggio derivante dalla doppia conversione di frequenza, quello del più facile allineamento degli stadi accordati d'entrata e di conversione.

In considerazione dell'uso al quale è destinato, questo ricevitore è previsto per la sola alimentazione con la tensione alternata della rete-luce, per cui l'alimentatore è incorporato anziché separato. Separato è invece l'altoparlante, essendo prevista la ricezione soprattutto in cuffia, e limitata alle comunicazioni radiofoniche e telegrafiche. La riproduzione non è musicale, essendo la stessa estranea al carattere del ricevitore.

COMANDI DEL RICEVITORE. — I comandi del ricevitore sono disposti sul pannello metallico frontale, come indicato in fig. 8.2.

Nella parte superiore del pannello vi è una scala di sintonia tarata sulle due bande di ricezione da 14 a 28 MHz, essa consente l'indicazione esatta della frequenza di ricezione; non si trova in commercio, per cui va appositamente approntata.

Il condensatore variabile è comandato dalla manopola di sintonia, con graduazione centesimale, posta al centro del pannello sotto la scala lineare. La manopola è a demoltiplica ad ingranaggio con rapporto almeno da 1 a 10. Non è necessaria una demoltiplica molto elevata, data la bassa capacità del condensatore variabile e la breve estensione di banda esplorata da un estremo all'altro della manopola.

Al lato sinistro della manopola di sintonia vi è l'inseritore del filtro a quarzo, per la variazione del grado di selettività. A destra della manopola di sintonia vi è il *controllo di Beat*, ossia il controllo dell'oscillatore di nota per la ricezione dei segnali telegrafici ad onde persistenti (CW).

Nella parte inferiore del pannello, da sinistra verso destra, vi sono rispettivamente i seguenti comandi:

1) presa per discesa d'antenna bilanciata da 300 ohm;

2) inseritore dell'oscillatore di nota (CW);

3) controllo di sensibilità del ricevitore, costituito da una resistenza variabile di 5 000 ohm;

4) interruttore non utilizzato, disponibile per eventuale circuito CAV o per comando relé;

5) interruttore di pronto funzionamento (stand by);

6) controllo di volume a BF;

7) interruttore di accensione;

8) presa di cuffia a jack.

Le due prese, per la rete-luce e per l'altoparlante, sono sistemate posteriormente.

SCHEMA DI PRINCIPIO. — Come indicato in fig. 8.3 l'intero ricevitore è diviso in 12 stadi; è provvisto di 12 valvole con le seguenti funzioni:

A) Amplificazione alta frequenza 6AG5 (V1).

B) Prima conversione di frequenza 6AG5 (V2) mescolatrice a 7A4 (V7) oscillatrice.

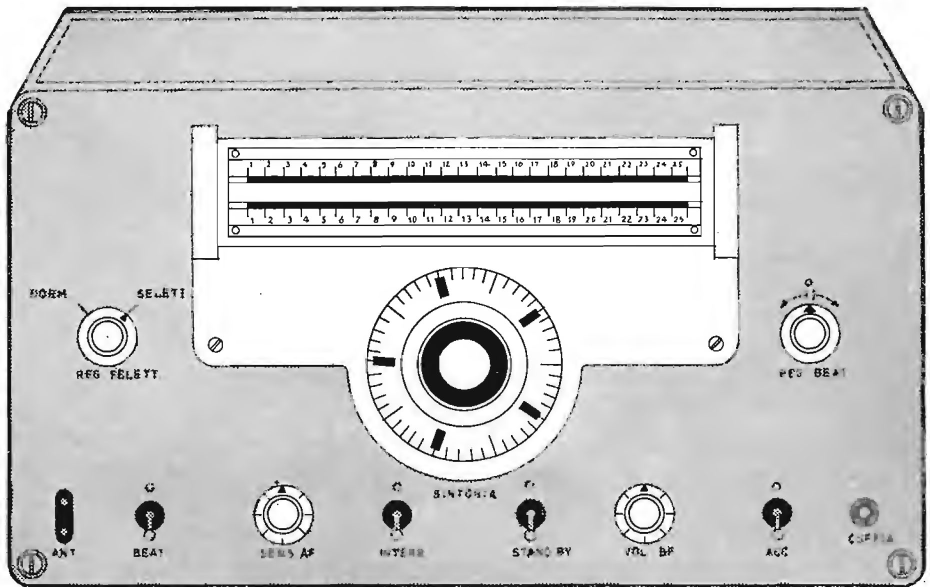
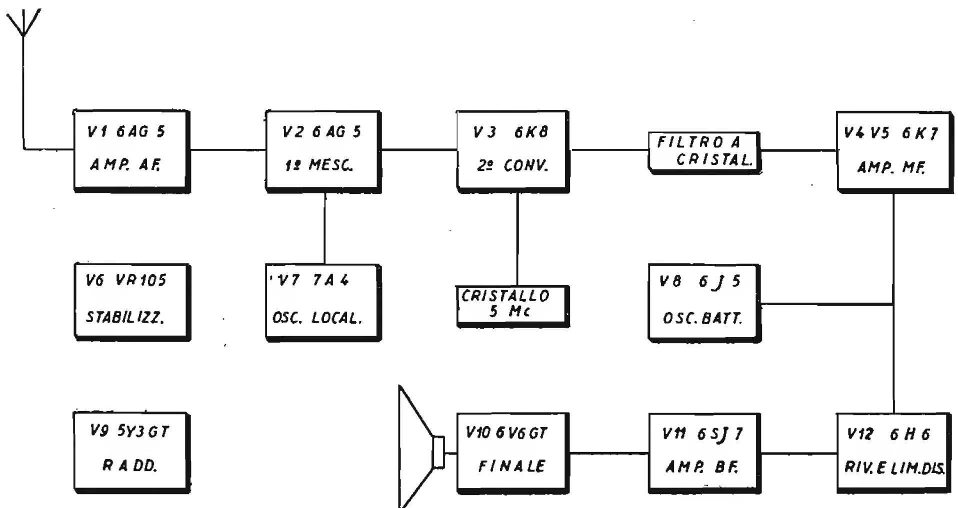


Fig. 8.2. - Disposizione dei comandi sul pannello frontale del ricevitore professionale per radioamatori.



SCHEMA A BLOCCHI DEL RADIORICEVITORE TIPO PROFESSIONALE AD OC PER RADIOAMATORI

Fig. 8.3.

C) Seconda conversione di frequenza 6K8 (V3) mescolatrice e oscillatrice a 5 MHz.

D) Amplificazione a MF due 6K7 (V4 e V5).

E) Oscillatore di nota 6J5 (V8) oscillatore di battimenti.

F) Rivelazione AM e limitazione disturbi 6H6 (V12) rivelatrice.

G) Pre-amplificazione BF 6SJ7 (V11) prima amplificatrice BF.

H) Stadio d'uscita 6V6 GT (V10) finale di potenza.

I) Rettificazione correnti di alimentazione 5Y3 GT, rettificatrice delle due semionde.

L) Stabilizzazione VR105 (V6) stabilizzatrice al neon.

CIRCUITI DI ALTA E MEDIA FREQUENZA. — Lo stadio di amplificazione in AF e quello per la prima conversione di frequenza comprendono tre circuiti accordati con un condensatore variabile a tre sezioni di tipo fresato da 30 pF per sezione, nonché le bobine L1, L2 ed L3.

Come visibile in fig. 8.4 allo stadio d'amplificazione ad AF segue il primo stadio di conversione di frequenza, seguito immediatamente dal secondo stadio di conversione, l'oscillatore del quale è a frequenza fissa di 5 MHz; su tale frequenza è stabilizzato con un cristallo a quarzo. Seguono due valvole amplificatrici alla MF di 470 kHz, quindi lo stadio rivelatore AM, comprendente anche il circuito limitatore dei disturbi, che utilizza uno dei diodi della valvola 6H6. Segue lo stadio d'amplificazione BF, a due valvole.

Non è previsto il controllo automatico di volume, essendo l'apparecchio destinato alla ricezione di segnali molto deboli nonché di segnali telegrafici. Il dilettante costruttore potrà eventualmente inserire tale controllo molto facilmente, derivando una resistenza di 2 MΩ dalla resistenza di carico della rivelatrice 6H6 e disponendo il circuito CAV sui ritorni dei circuiti di griglia controllo delle due valvole amplificatrici MF; in circuito potrà venir inserito l'interruttore non utilizzato, per paralizzare il CAV quando la sua azione non sia utile.

All'entrata dell'amplificatore MF, a 470 kHz, vi è un secondo cristallo a quarzo inseribile con l'apposito interruttore, disposto in modo da elevare la selettività dei circuiti a MF in caso di interferenze.

L'oscillatore locale del primo stadio di conversione funziona con tensione anodica stabilizzata con una valvola al neon per evitare slittamento o instabilità di frequenza.

Nello stadio di alimentazione vi è una valvola biplacca raddrizzatrice; l'entrata del filtro di livellamento è di tipo induttivo per attenuare le fluttuazioni della corrente erogata.

La bobina di antenna del ricevitore è provvista di presa centrale collegata a massa, come indicato nello schema di fig. 8.4; ad essa va collegata la discesa bilanciata d'antenna da 300 ohm di impedenza. Può venir usata anche discesa unifilare utilizzando una sola delle due prese d'antenna.

Fig. 8.4. - Schema elettrico di ricevitore professionale per dilettanti.

Nei tre circuiti a frequenza variabile (d'entrata e d'oscillatore) vi sono sei compensatori di allineamento; di essi tre sono di 100 pF e servono per l'allineamento sulla banda dei 20 metri, ed altri tre di 50 pF per l'allineamento su quella dei 10 metri.

I due circuiti accordati d'entrata della valvola amplificatrice AF e della prima valvola mescolatrice sono eguali. Il circuito accordato del primo oscillatore è a frequenza inferiore a quella del segnale in arrivo, e così pure la frequenza del secondo oscillatore è minore della frequenza del circuito di entrata della seconda convertitrice.

Il segnale in arrivo viene anzitutto convertito alla frequenza di 5,47 MHz dopodiché viene ridotto da 5,47 a 0,47 MHz, ossia a 470 kHz.

Il circuito accordato del primo oscillatore è accoppiato con quello di entrata tramite una piccola capacità, di 5 pF, ottenuta attorcigliando un tratto di due conduttori.

All'entrata della prima MF a 470 kHz vi è un filtro con cristallo a quarzo per elevarne la selettività, quando necessario. Il cristallo di quarzo consente di ridurre alquanto la banda passante, riducendo pure l'ampiezza del segnale; la riduzione di larghezza è però molto più accentuata della riduzione di ampiezza, per cui ne risulta un notevole vantaggio quando è necessario eliminare le interferenze dovute a segnali a frequenza molto prossima a quella di ricezione. Il cristallo a quarzo va inserito soltanto in caso di necessità; è disposto in circuito a ponte capacitativo, allo scopo di neutralizzare la capacità del supporto.

I condensatori inseriti nel ponte sono tre; di essi i due compensatori di eguale capacità C1 e C2, posti ai capi del secondario del trasformatore MF, sono necessari per l'accordo dello stesso. Il terzo condensatore C3 è anch'esso regolabile e completa il circuito a ponte; la sua capacità è tale da consentire la neutralizzazione; può essere ad es. di 20 pF.

ACCOPPIAMENTO LINK. — Nello schema di fig. 8.4, il primario del trasformatore di MF, accordato a 5,47 MHz, non è accoppiato direttamente al proprio secondario, che può trovarsi ad una certa distanza ed entro altro schermo; i due avvolgimenti sono collegati fra di loro con un conduttore bifilare intrecciato, i cui estremi fanno capo a tre spire, accoppiate a ciascuno dei due avvolgimenti. Tale accoppiamento è detto *accoppiamento di Link*. S'intende che esso può venir eliminato e sostituito con un usuale trasformatore di MF. L'accoppiamento Link è utile ogni qualvolta sia necessario trasferire energia AF tra due punti discosti. Nell'esempio è utile per evitare lunghi collegamenti irradianti tra il primo stadio di conversione di frequenza e lo stadio successivo.

LIMITATORE DISTURBI. — Al rivelatore AM è accoppiato lo stadio limitatore dei disturbi, il quale utilizza uno dei due diodi della valvola 6H6.

Una parte della tensione rivelata è usata per polarizzare positivamente la placca del diodo limitatore. Il valore dei componenti del circuito è scelto in modo da ottenere la soppressione di tutti i disturbi eccedenti il 60 % della portante. Anche la modulazione viene parzialmente tagliata fuori, ma ciò non riduce sensibilmente l'intelligibilità delle comunicazioni.

Il limitatore dei disturbi risulta bene efficace per la ricezione dei segnali telegrafici, molto meno per la ricezione della fonia.

RIPRODUZIONE SONORA E ALIMENTAZIONE. — L'ascolto avviene con cuffia o altoparlante; quando è inserita la cuffia, l'altoparlante non funziona. Una resistenza da 22 Ω 0,3 W è sempre inserita ai capi del secondario del trasformatore di uscita, per evitare eccessiva corrente negli auricolari della cuffia.

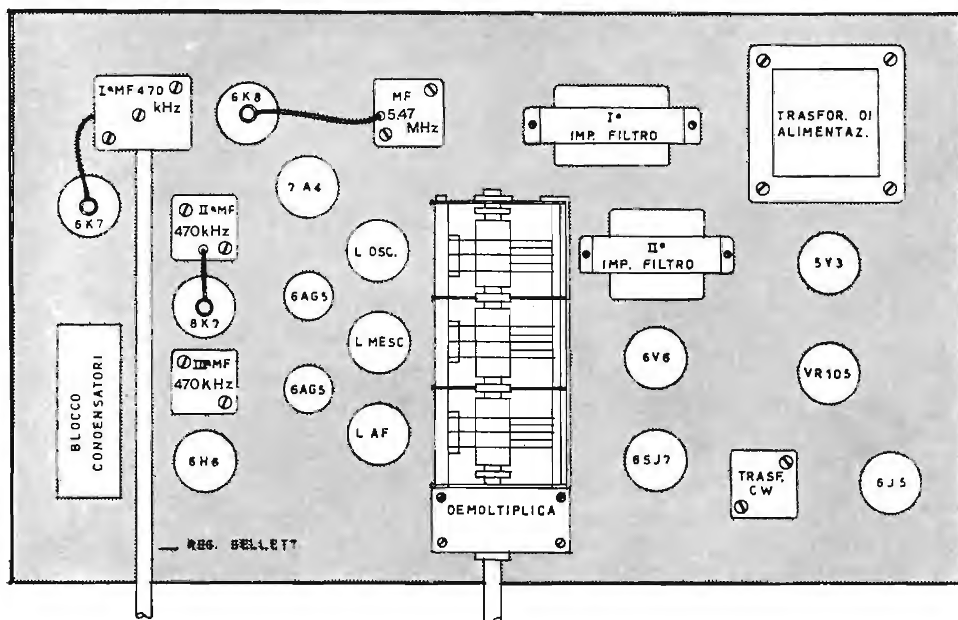


Fig. 8.5. - Posizione delle valvole e delle varie parti componenti il ricevitore professionale per dilettanti.

Il trasformatore di alimentazione è di 100 W, ed è accuratamente schermato; i secondari alta tensione sono a 300 V, 100 mA, e quelli bassa tensione uno a 6,3 V e 4 A con presa al centro (indispensabile dato l'uso del limitatore dei disturbi), l'altro a 5 V e 3 A.

TELAIO E DISPOSIZIONE DEI COMPONENTI. — Il telaio è di alluminio dello spessore di 2 mm, lungo 50 cm, largo 30 cm ed alto 7 cm.

Le varie parti componenti vanno disposte secondo un ordine prestabilito, del quale la fig. 8.5 suggerisce un esempio. Il trasformatore di alimentazione si trova nell'angolo a destra, dal lato opposto al pannello frontale, in posizione bene ventilata, lontano da altri componenti. Sul lato destro del telaio vi è la valvola raddrizzatrice, con le due impedenze di filtro; i condensatori di filtro sono posti sotto il telaio. Al

centro è collocato il condensatore variabile a tre sezioni, con a fianco gli zoccoli in ceramica per le tre bobine intercambiabili. Nelle immediate prossimità vi sono i portavalvole ceramici per le due 6AG5 e per la 7A4. Dietro il variabile vi è il trasformatore di MF a 5,47 MHz, a sinistra la valvola 6K8, seconda convertitrice, seguita dal primo trasformatore MF a 470 kHz con relativo filtro a cristallo.

Verso l'estremità sinistra del telaio sono collocate le due valvole 6K7 amplificatrici a MF e relativi trasformatori MF a 470 kHz. In basso, a sinistra, vi è la valvola 6H6 rivelatrice-limitatrice disturbi, la cui uscita oltrepassa il condensatore variabile e raggiunge lo stadio d'amplificazione BF all'altro lato del telaio.

DATI PER LE BOBINE. — Le due serie di tre bobine, per i 10 e i 20 metri, vanno appositamente approntate dal dilettante; i supporti sono in ceramica o in bachelite, del diametro di circa 15 mm. Ciascuna bobina è collocata al centro di uno schermo metallico, di alluminio o di rame, di diametro almeno doppio; sulla parte superiore dello schermo vi è un foro per la regolazione del nucleo ferromagnetico della bobina. La parte inferiore è provvista di uno zoccolo octal, per l'inserzione in circuito. Il filo per gli avvolgimenti è bene sia nudo, a sezione tonda, ed argentato. Lo zoccolo della bobina di entrata ha 5 piedini utilizzati, quello della bobina d'oscillatore ne ha quattro.

I dati per gli avvolgimenti sono indicati in fig. 8.6. Le bobine vanno accuratamente rifinite.

ALLINEAMENTO E MESSA A PUNTO. — Le operazioni per l'allineamento del ricevitore non differiscono da quelle normali per l'allineamento degli apparecchi comuni. Sono sufficienti i due strumenti consueti, l'oscillatore modulato e il misuratore di uscita.

È opportuno allineare anzitutto gli stadi a MF a 470 kHz, iniziando dal circuito MF collegato al rivelatore. Una volta allineato l'amplificatore MF a 470 kHz, va allineato il secondo stadio di conversione di frequenza, applicando un segnale a 5,47 MHz alla placca della seconda 6AG5, e regolando i compensatori della MF a 5,47 MHz per la massima uscita.

Durante questa operazione, la sensibilità del ricevitore deve essere massima.

Per l'allineamento del primo stadio convertitore di frequenza, il generatore di segnali va collegato all'entrata del ricevitore, e sintonizzato alla frequenza corrispondente all'estremo basso della banda di ricezione. Occorre regolare la posizione del nucleo ferromagnetico del circuito d'oscillatore per la messa in scala. Il generatore di segnali va quindi sintonizzato all'estremo a frequenza più alta della banda e va poi regolato il compensatore dello stesso circuito d'oscillatore.

Riportato il generatore di segnali alla frequenza bassa, va regolato il nucleo ferromagnetico del circuito accordato di entrata, e, sintonizzato di nuovo il generatore alla frequenza più alta, va regolato il compensatore dello stesso circuito d'entrata.

Le suddette operazioni sono ripetute più volte sino a raggiungere la perfetta messa in scala e l'ottimo allineamento dei circuiti.

BOBINE per 28 MHz *Stadio di entrata AF e sta=* *dio di entrata prima del primo* *convertitore*	20 mm avv. stretto. presa 10.a spira 15 mm 5 sp. ∅ 0,9 mm. 12 spire ∅ 0,9 mm. 3 mm. 50 mm.
= Stadio oscillatore *del primo convertitore =*	13mm avv. stretto 15mm 4 sp. ∅ 0,9 mm. 6 spire ∅ 0,9 mm. 3 mm. 50 mm.
BOBINE per 14 MHz *Stadio di entrata AF e sta=* *dio di entrata primo conver=* *titore =*	20 mm avv stretto presa 16.a sp. 15mm 7 sp. ∅ 0,5 mm. 20 spire ∅ 0,9 mm. 3 mm. 50 mm
= Stadio oscillatore *del primo convertitore =*	13mm avv stretto 15mm 5 sp. ∅ 0,9 mm. 7 spire ∅ 0,9 mm. 3 mm. 50 mm.

Fig. 8.6. - Dati per l'avvolgimento delle bobine, per il ricevitore professionale di cui lo schema di fig. 8.4.



Fig. 8.7. - Ricevitore Sony CRF-160.

Ricevitore Sony a 13 gamme.

Il ricevitore Sony CRF-160, appartenente alla categoria dei multigamma, è una supereterodina a doppia conversione con notevoli requisiti di selettività e sensibilità, bene adatta a ricevere segnali a onde corte da tutto il mondo.

La fig. 8.8 riporta lo schema a blocchi del ricevitore. Queste sono le gamme di frequenza coperte:

OL =150÷400 kHz;
OM =530÷1650 kHz;
OC1 =1,6÷4,5 MHz.
OC2 =4,7÷5,3 MHz;
OC3 =5,8÷6,0 MHz;
OC4 =7,0÷7,6 MHz;
OC5 =9,5÷10,1 MHz;
OC6 =11,6÷12,2 MHz;
OC7 =15,0÷15,6 MHz;
OC8 =17,5÷18,1 MHz;
OC9 =21,4÷22,0 MHz;
OC10=25,5÷26,1 MHz;
FM =87,5÷108 MHz.

La media frequenza FM è di 10,7 MHz.

La prima MF in AM è di 1,55÷2,25 MHz; la seconda è di 455 kHz.

Le altre caratteristiche tecniche sono le seguenti:

Sensibilità in FM e OC: 1 μV (OdB).
Selettività a 40 dB e 1400 kHz: ±10 kHz.

Potenza d'uscita (distorsione 10 %):

— 2,3 W (a rete luce);
— 1,1 W (a batteria).

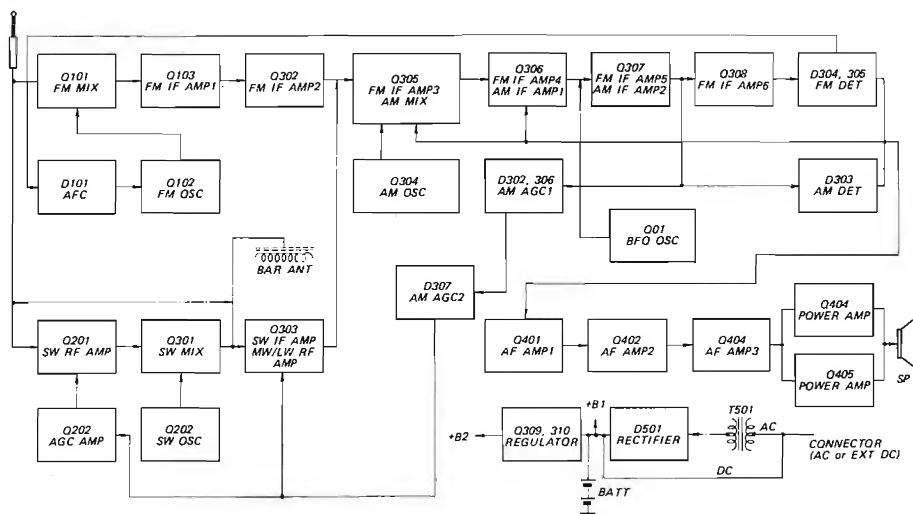


Fig. 8.8. - Schema a blocchi del ricevitore Sony CRF-160 a 13 gamme d'onda.

Alimentazione:

— da rete luce;
— da batteria auto 12 V;
— con 6 pile 1,5 V.

Dimensioni: 340×275×144 mm.
Peso: 7 kg.

È equipaggiato con due antenne telescopiche incorporate, una per la FM e una per le onde corte, e una antenna interna in ferrite per le onde medie e lunghe. Inoltre sul pannello posteriore vi sono tre prese per antenne esterne.

Lo schema elettrico è riportato in fig. 8.9.

Completano l'apparato un commutatore di selettività che permette di ricevere a banda larga o a banda stretta, ed il circuito BFO per ricevere la SSB.

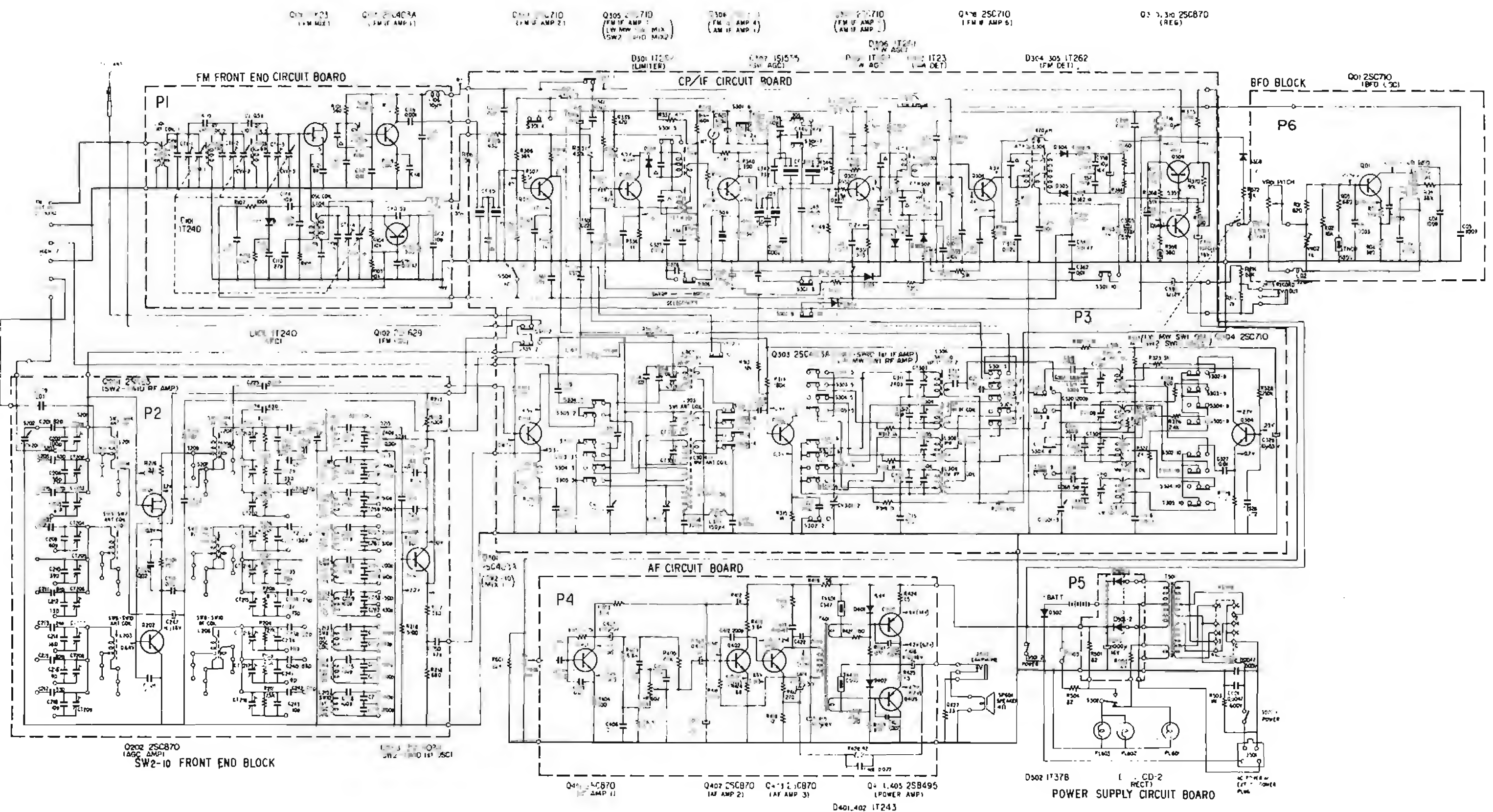


Fig. 8.9. - Schema elettrico del CRF-160 (Sony).

Ricevitore Grundig Satellit 2000.

Questo ricevitore (fig. 8.10) ha come prerogative una buona sensibilità, una elevata selettività, un alto rapporto d'immagine, una elevata stabilità di frequenza, ma soprattutto un'ampia e lineare espansione sulle otto bande radiofoniche.

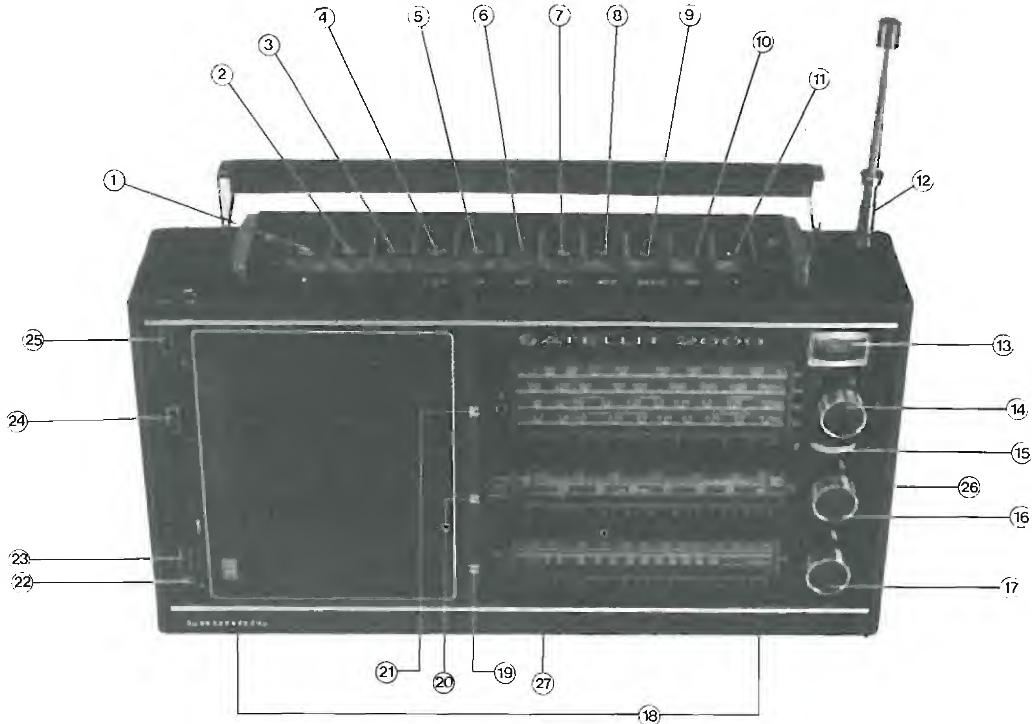


Fig. 8.10. - Ricevitore Grundig Satellit 2000 a 13 gamme d'onda più otto espanse.

1) Tasto acceso-spento.
2) Tasto per illuminazione momentanea della scala con funzionamento a batteria.
3) Tasto di inserimento altoparlante toni alti.
4) Tasto per giradischi-registratore.
5) Tasto per OL.
6) Tasto per OM.
7) Tasto per OC1.
8) Tasto per OC2.
9) Tasto per OC3÷OC10.
10) Tasto per FM.
11) Tasto per commutazione antenna auto.
12) Antenna telescopica « multi match » per OC e FM.
13) Strumento indicatore sintonia e controllo tensione batteria.
14) Manopola sintonia per OC1-OC2-OM-OL.
15) Compensatore d'antenna del tuner OC per antenne esterne o d'auto.
16) Manopola sintonia per onde corte (OC3÷÷OC10).
17) Manopola sintonia per FM.
18) Prese accessorie sul pannello posteriore.
19) Interruttore per sintonia automatica in FM.
20) Interruttore per « Band Spead ».
21) Commutatore larghezza di banda (2,5÷÷5,5 kHz).
22) Presa per auricolare-cuffia.
23) Cursore di regolazione volume.
24) Cursore di regolazione toni bassi.
25) Cursore di regolazione toni alti.
26) Commutatore a tamburo del tuner OC.
27) Presa per il collegamento dell'adattatore per SSB.

Ha dieci gamme OC che coprono con continuità e leggera sovrapposizione tutte le frequenze da 1,6 a 30 MHz ($187 \div 10$ m) (vedasi fig. 8.11).

Inoltre otto gamme espanse coprono le bande radiofoniche dei 49, 41, 31, 25, 19, 16, 13, 11 m.

Ha inoltre le gamme OM, OL e FM.

Caratteristiche tecniche:

— supereterodina a doppia conversione e impiego di filtri ceramici;

— frequenza intermedia: 10,7 MHz per FM; 2 MHz e 460 kHz per AM;

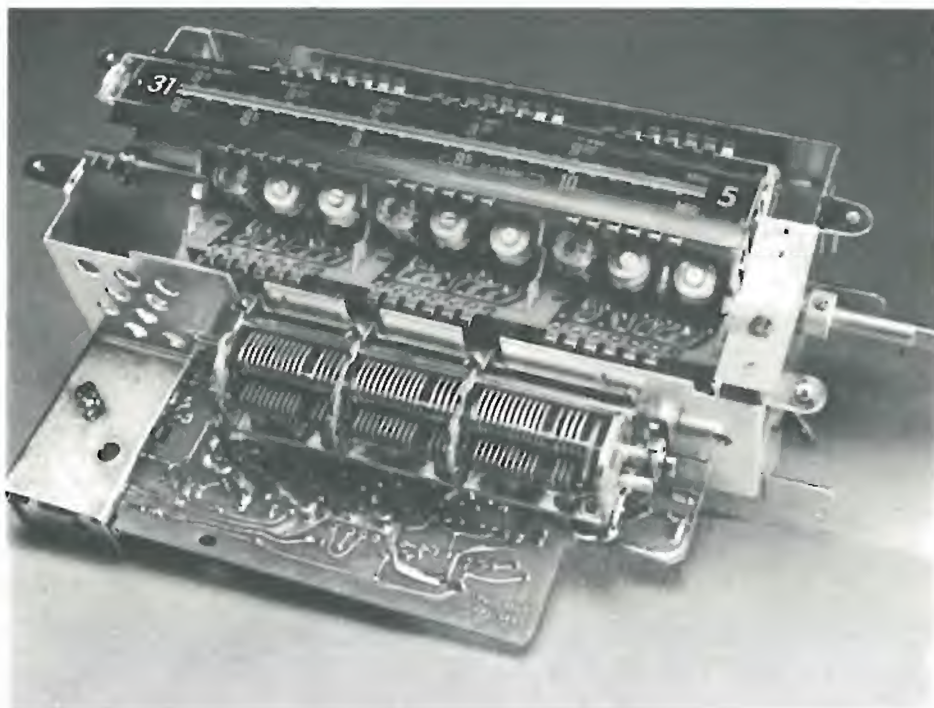


Fig. 8.11. - Tuner per OC a tamburo rotante del Satellit 2000.

— tre comandi separati per la sintonia:

OL-OM-OC1-OC2;
$OC3 \div OC10$;
FM;

— compensatore d'antenna per antenne esterne o d'auto;

— commutatore per larghezza di banda ($2,5 \div 5,5$ kHz);

— potenza d'uscita:
  4 W (sinus.) con alimentazione a rete;
  2,5 W (sinus.) a batteria;

— controlli toni alti e bassi: lineari a cursore;

— altoparlanti: n. 2 di cui uno per suoni alti escludibile;

— alimentazione:
  6 elementi di 1,5 V;
  rete luce universale;
  con accumulatore.

È corredato di innumerevoli prese per cuffia, altoparlante esterno, antenne esterne, antenna per auto, alimentazione esterna, per giradischi e registratore.

È predisposto per ricevere la SSB e telegrafia con convertitore esterno.

Lo schema è quello della Tavola II.

Dimensioni 460 × 270 × 120 mm.

Peso 6,3 kg senza pile.

Ricevitore per onde corte Rohde-Schwarz.

Il ricevitore EK07 (vedasi fig. 8.12) è particolarmente adatto per la ricezione delle onde corte in stazione fissa.

Copre la banda di frequenza da 0,5 a 30,1 MHz su due gamme:

gamma *A* da 3,1 a 30,1 MHz suddvisa in 9 sottogamme;
gamma *B* da 0,5 a 3,1 MHz suddivisa in tre sottogamme.

La media frequenza è di 300 kHz per le prime quattro sottogamme ed è di 3,3 MHz e 300 kHz per le gamme superiori.

Per le onde corte da 6 MHz in su è quindi a doppia conversione e può ricevere segnali modulati in ampiezza e in SSB, grazie al BFO incorporato.

La potenza d'uscita è di 2 W; a 1 W la distorsione è dell'1,5 %.

È equipaggiato con 27 valvole e l'alimentazione è a rete luce.

Ricevitore Davco DR-30.

Di alte prestazioni, a doppia conversione, questo ricevitore per gamme radioamatori è interamente transistorizzato, ha sensibilità migliore di 1 μV (a 10 dB S/D) e una spinta selettività in CW e SSB, grazie al filtro meccanico adottato.

Il pannello frontale è visibile in fig. 8.13 mentre la Tavola III ne riporta lo schema elettrico.

In alto è posta la scala con indicazione della gamma selezionata e la suddivisione molto ampia e perfettamente calibrata. A destra vi è il commutatore di gamma.

Sotto la scala è sistemato lo « S-meter » tarato in unità « S »; il deviatore AGC a tre posizioni per due diversi ritardi (200 e 800 msec) di entrata in funzione del



Fig. 8.12. - Ricevitore per OC in stazione fissa (Rohde-Schwarz mod. EK07).



Fig. 8.13. - Ricevitore per gamme radioamatori (DAVCO mod. DR-30).

controllo automatico di guadagno. Si notano poi le manopole di controllo del guadagno RF e volume nonché quella del limitatore di disturbi (ANL) del tipo « noise blanker ».

La prima MF è variabile da 2,405 a 2,955 MHz, la seconda è di 455 kHz.

La potenza d'uscita massima è di 1 W. Presa cuffia a 600 Ω.

Alimentazione: 12 Vcc - 300 mA.

Ricevitore ad alta frequenza sintetizzata della G.E.C. Electronic RC/410/R.

Le eccezionali doti di stabilità in frequenza a lungo termine e di precisa indicazione della frequenza sono ottenute in questo ricevitore di nuova concezione, mediante un sintetizzatore di frequenza incorporato, che fornisce un pieno comando di sintesi e accordo in gradini di 100 Hz sull'intera gamma da 2 a 30 MHz.



Fig. 8.14. - Ricevitore-sintetizzatore con sintonia digitale (GEC ELEC. mod. RC/410/R).

La frequenza del segnale è indicata su scala di sintonia digitale con una risoluzione di 100 Hz, sono cioè impiegati sei tubi indicatori a catodo freddo (vedasi fig. 8.14).

Una particolare attenzione è stata posta per ottenere eccezionali prestazioni in radio-frequenza, sia riguardo alle caratteristiche di modulazione incrociata e di intermodulazione, sia l'eccellente fattore di rumore.

L'alto grado di sicurezza per una vasta gamma di temperatura è ottenuta con l'uso di transistor al silicio e di circuiti integrati a film sottile.

La sensibilità è migliore di 2,5 μV per 12 dB nel rapporto S/D e raggiunge lo 0,5 μV in CW e SSB.

La stabilità in frequenza va da meno di una parte su dieci milioni a meno di cinque parti su dieci milioni a seconda della frequenza di accordo.

I valori di MF sono di 1,6 MHz per la prima e 100 kHz per la seconda.

Ha inoltre tre diversi tempi di inserzione del CAV, limitatore di picchi di disturbi con livello di soglia variabile, e indicatore di livello in dB.

L'alimentazione prevista è a rete luce.

Alla Tavola IV è riportato lo schema a blocchi del ricevitore-sintetizzatore.

Ricevitore National R.C. mod. HRO-500.

L'HRO-500, di cui la fig. 8.15 mostra la foto d'insieme, è un ricevitore progettato per applicazioni di alta affidabilità, con una copertura continua di gamma da 5 kHz a 30 MHz.

Le sessanta bande da 500 kHz ognuna, in cui è suddivisa l'intera gamma di ricezione, facilitano estremamente la sintonia di stazioni in AM, in CW e in SSB.

È interamente transistorizzato, quindi le caratteristiche di dimensioni e peso lo rendono particolarmente versatile nell'uso come portatile o da campeggio.

L'oscillatore RF è controllato da un circuito sintetizzatore ad alta stabilità.

L'alimentazione può essere a 12 Vcc con 200 mA, oppure dalla rete luce 115/230 Vca.

Altre caratteristiche sono:

Sensibilità:

— 2 μV con preselettore - per AM;

— migliore di 1 μV per SSB e CW.

Impedenza d'ingresso: 50 Ω non bilanciati.

Stabilità in frequenza: entro 100 Hz dopo 10 minuti dalla accensione.

Uscita audio: 1,5 W su 3,2 Ω con meno del 10 % di distorsione.

Lo schema elettrico dell'HRO-500 è riportato alla Tavola V, mentre la Tavola VI riporta quello del sintetizzatore.

Ricevitore Collins 51S

Compatto, leggero, a copertura completa, questo ricevitore per impiego generale unisce a un'estrema accuratezza di sintonia una grande semplicità operativa.

Le figg. 8.16 e 8.17 mostrano la foto del pannello frontale coi vari strumenti e comandi, e la disposizione interna dei componenti sul telaio.



Fig. 8.15. - Ricevitore a gamma continua 5 kHz - 30 MHz (National R.C. mod. HR0-500).

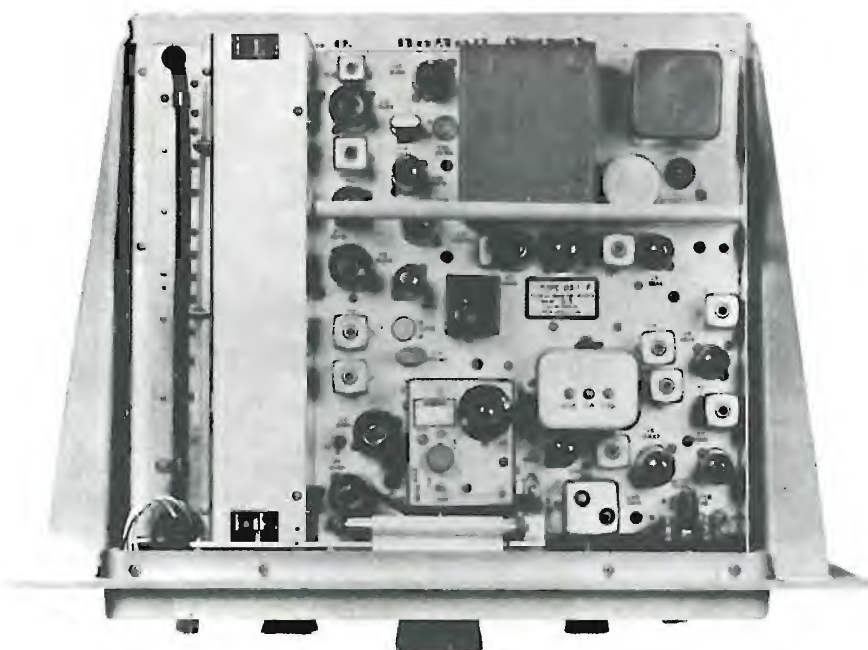


Fig. 8.16. - Telalo del ricevitore Collins 51S.

Caratteristiche principali:

— gamma di frequenza da 2 a 30 MHz a copertura continua;
— tipo di ricezione: AM - CW - SSB;
— calibrazione: 1 kHz per divisione scala;

— selettività:

SSB = 2,75 kHz (filtro meccanico);
CW = 800 Hz (filtro a cristallo);
AM = 5 kHz;

— alta stabilità di frequenza;
— alta sensibilità soprattutto in SSB e CW (0,6 μV - 3 μV in AM);

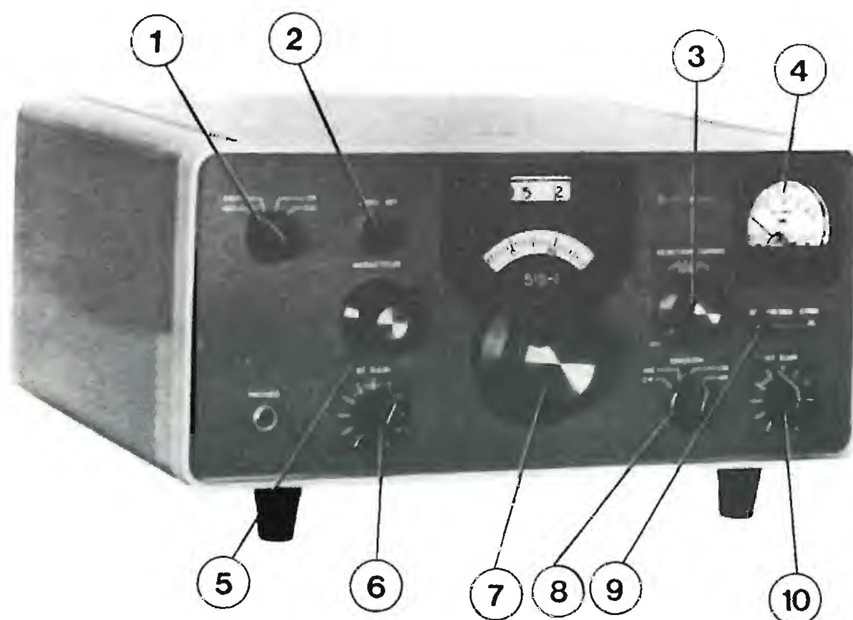


Fig. 8.17. - Ricevitore Collins 51S.

1) Commutatore OFF-ON, STAND-BY, CAL.
2) Rimessa a zero.
3) Controllo reiezione.
4) S-meter.
5) Selettore.
6) Controllo guadagno RF.
7) Manopola di sintonia.
8) Commutatore AM-CW-SSB.
9) Interruttore strumento.
10) Comando volume.

— quadrante indicatore di frequenza diretta;
— filtro meccanico;
— BFO controllato a cristallo;
— CAV ritardato con tempi da 800 a 100 millisecondi;
— uscita audio: 1 W su 4 Ω o 600 Ω;
— possibilità di alimentazione a rete luce (51S - 1) o a 28 Vcc con unità alimentatrice transistorizzata (51S - 1A).

Lo schema elettrico di questo ricevitore è riportato nella Tavola VII.

CAPITOLO NONO

L'APPARECCHIO TRASMITTENTE

1. - PRINCIPI BASILARI

Premessa.

Il trasmettitore consente di far giungere a distanza voci, suoni e segnali acustici mediante onde radio modulate; l'energia radioelettrica diffusa dalla sua antenna ricopre una parte o l'intera superficie terrestre, a seconda della sua potenza e della caratteristica di propagazione delle onde elettromagnetiche.

La potenza del trasmettitore equivale alla sensibilità del ricevitore. Trasmettitore e ricevitore possono trovarsi agli antipodi; affinché risultino collegati è necessario che il trasmettitore sia in grado di far giungere al ricevitore una parte della sua energia radioelettrica valicando l'intero arco terrestre. Tutta l'energia radioelettrica necessaria a tale scopo, è presente nello stadio finale del trasmettitore, il quale può essere costituito anche di una sola valvola *amplificatrice finale di potenza*.

Il compito principale del trasmettitore consiste nell'*amplificazione di potenza ad alta frequenza*, esattamente come il compito essenziale del ricevitore è l'amplificazione di *tensione* ad alta frequenza. Da ciò la diversità delle due tecniche, quella dei trasmettitori volta all'amplificazione di potenza, e quella dei ricevitori volta all'amplificazione di tensione.

Il trasmettitore amplifica la corrente oscillante ad alta frequenza prodotta dallo stadio oscillatore, compito del quale è di generare la corrente oscillante AF a frequenza costante, da amplificare con gli stadi successivi e da irradiare nello spazio sotto forma di onde radio. La captazione delle onde radio da parte della lontana antenna ricevente, determina la presenza di una *tensione oscillante AF* all'entrata dell'apparecchio ricevente.

L'informazione, la comunicazione o il messaggio da far giungere a distanza, può venir fatto a voce parlando davanti al microfono, o mediante i segni del codice telegrafico Morse, ottenuti manipolando un tasto.

Il microfono fornisce una *tensione ad audiofrequenza*, ossia una tensione alternativa la cui forma d'onda corrisponde esattamente a quella delle onde sonore costituenti la voce. Tale tensione ad audiofrequenza viene amplificata conveniente-

mente da una sezione del trasmettitore, affinché possa modulare la corrente oscillante amplificata dall'altra sezione del trasmettitore stesso, col risultato di far variare l'ampiezza della corrente oscillante in modo esattamente corrispondente alla propria forma d'onda, come indicato nella fig. 9.2. La forma d'onda della corrente oscillante inviata all'antenna trasmittente, risulta in tal modo simile a quella della



Fig. 9.1. - Aspetto di tipico trasmittente da 100 watt fonia. L'apparecchio è provvisto di un solo strumento di misura, nei diversi circuiti mediante un commutatore.

tensione ad audiofrequenza, ossia a quella delle voci e dei suoni raccolti dal microfono.

L'apparecchio ricevente provvede alla rivelazione, ossia all'inverso della modulazione; esso converte le onde radio modulate, captate dall'antenna, in onde sonore riprodotte dall'altoparlante.

FREQUENZA DI LAVORO E PORTATA DELLA TRASMISSIONE.

La portata dei trasmettitori, ossia la distanza del collegamento effettuabile dipende, oltre che da vari altri fattori, dalla *potenza* e dalla *frequenza di lavoro*. Le frequenze più basse, quelle da 2 a 28 megahertz (150÷10 metri) sono adatte per collegamenti a distanze dell'ordine di qualche decina di chilometri in onda diretta, mentre con favorevoli condizioni di propagazione è possibile, per mezzo dell'onda riflessa, effettuare collegamenti a grandissima distanza (DX), sino agli antipodi.

Su frequenze di 144 megahertz (2 metri) sono generalmente possibili collegamenti a qualche decina di chilometri, in onda diretta.

Parti dell'apparecchio trasmittente.

La parte principale dell'apparecchio trasmittente è quella che provvede a generare e amplificare la corrente oscillante ad alta frequenza, con la quale alimentare l'antenna. È questa la *sezione ad alta frequenza* ossia a *radiofrequenza* del trasmettitore. La frequenza della corrente oscillante in essa presente è dell'ordine di alcuni megahertz.

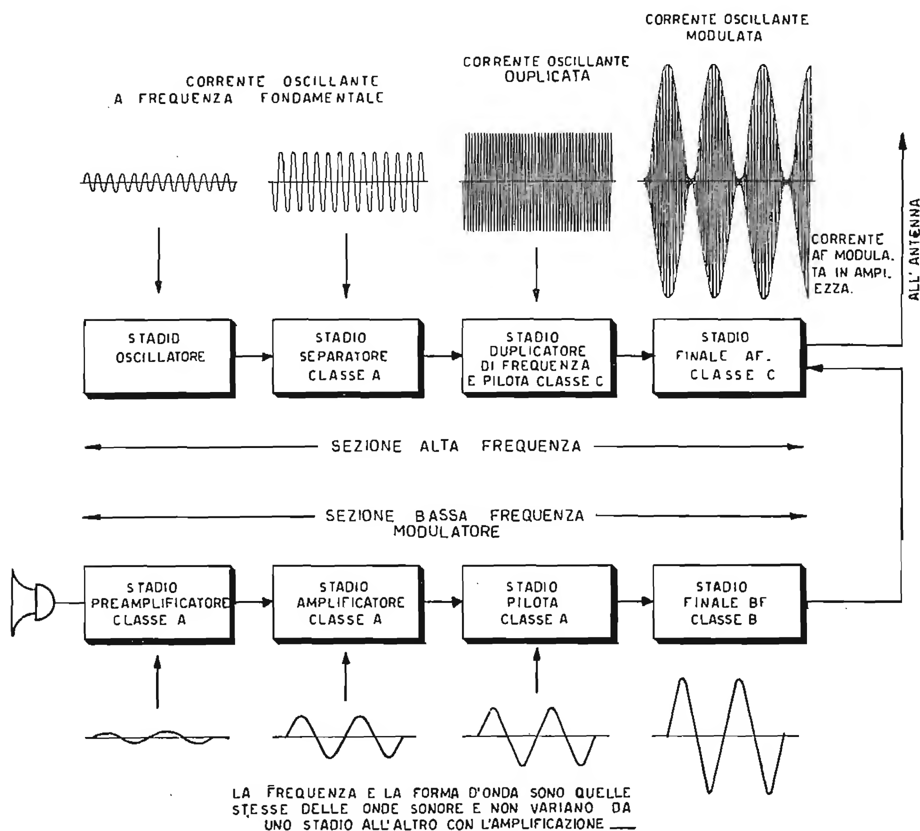


Fig. 9.2. - Principio generale di funzionamento degli apparecchi trasmittenti.

CODICE MORSE

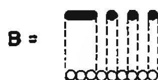
A	·—	N	—·
B	—···	O	———
C	—·—·	P	·——·
D	—··	Q	——·—
E	·	R	·—·
F	··—·	S	···
G	——·	T	—
H	····	U	··—
I	··	V	···—
J	·———	W	·——
K	—·—	X	—··—
L	·—··	Y	—·——
M	——	Z	——··

NUMERAZIONE NORMALE		NUMERAZIONE ABBREVIATA	
1	·————	1	·—
2	··———	2	··—
3	···——	3	···—
4	····—	4	····—
5	·····	5	·
6	—····	6	—····
7	——···	7	—···
8	———··	8	—··
9	————·	9	—·
0	—————	0	—

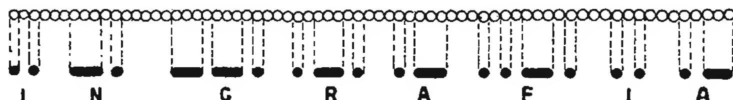
ä	·—·—	ch	————	ñ	——·——	ü	··——
á à	·——·—	é	··—··	ö	———·		

PUNTO (.)	·—·—·—	SEGNALE DI ATTESA	·—···
VIRGOLA (,)	——··——	LINEETTE	—····—
PUNTO INTERROG.(?)	··——··	ERRORE (Segno di cancellaz.)	········
VIRGOLETTE (")	·—··—·	BARRA DI FRAZIONE (/)	—··—·
DUE PUNTI (:)	———···	FINE MESSAGGIO (AR)	·—·—·
PUNTO VIRGOLA (;)	—·—·—·	FINE TRASMISSIONE (SK)	···—·—
PARENTESI ( )	—·——·—	CHIAMATA INT. DI SOCCORSO	···———···
APOSTROFO (')	·————·	INVITO A TRASMETTERE (K)	—·—
		RICEVUTO (R)	·—·

—SPAZIATURA—







IL CODICE MORSE. - L'alfabeto Morse consiste di punti e di linee raggruppati secondo una convenzione internazionale. Ciascuna linea ha la durata di tre punti; i segni di una stessa lettera sono distanziati di un punto. Tra una lettera e l'altra lo spazio è di tre punti; tra una parola e l'altra lo spazio è di cinque punti. Per apprendere il codice Morse è necessario evitare di visualizzare i segni componenti e di memorizzare invece la nota acustica corrispondente a ciascuna lettera. Occorre fare attenzione a mantenere il prescritto intervallo tra i segni di ciascuna lettera e tra le lettere e parole; a tale scopo è opportuno acquistare necessaria pratica con trasmissioni a velocità ridotta, la quale non deve essere però troppo ridotta, per evitare l'alterazione della nota acustica. La velocità minima è di dieci parole al minuto; quella normale delle trasmissioni telegrafiche commerciali è di 25 parole, corrispondenti a 125 lettere.

Segue, per importanza, quella parte del trasmettitore che provvede ad amplificare la tensione ad audiofrequenza fornita dal microfono, collegato alla sua entrata. La sua uscita è collegata all'ultimo stadio della sezione ad alta frequenza. È detta sezione a *bassa frequenza* o ad *audiofrequenza;* è nell'uso, per indicarla, il termine *modulatore*. La frequenza della tensione microfonica presente in questa sezione va generalmente da 50 a 5 000 Hz.

Terza parte dell'apparecchio trasmittente è quella che provvede a convertire la corrente alternata della rete-luce nella corrente continua, ad alta tensione, necessaria per il funzionamento delle altre due sezioni. È detta *sezione alimentatrice* o *alimentatore*. Nei trasmettitori portatili consiste in batterie di pile o di accumulatori.

Nell'esempio fatto, in fig. 9.2, la frequenza della corrente oscillante generata dallo stadio oscillatore è metà di quella della corrente oscillante presente nello stadio finale, essendo più stabile e sicuro il funzionamento dell'oscillatore a frequenza più bassa.

Per assicurare la stabilità del collegamento tra il trasmettitore e l'apparecchio ricevente, è di grande importanza che la frequenza generata dall'oscillatore rimanga quanto più costante possibile. A tale scopo, allo stadio oscillatore segue lo *stadio separatore*, ossia uno stadio d'amplificazione alla stessa frequenza dell'oscillatore.

Ad esso segue il terzo stadio, ossia lo *stadio duplicatore di frequenza*, il quale provvede ad una ulteriore amplificazione della corrente oscillante nonché al raddoppiamento della sua frequenza; se, ad es., essa era di 3,5 megahertz, viene elevata a 7 megahertz. Questo terzo stadio ha anche il compito di pilotare lo stadio d'amplificazione finale, nel quale circola una corrente relativamente intensa. Mentre nei tre primi stadi le valvole funzionano con tensione di placca da 200 a 300 volt, quella o quelle dello stadio finale funzionano con tensione compresa tra 600 e 1 200 volt, a seconda della potenza del trasmettitore, da qualche watt a oltre cento watt, per ciò che si riferisce ai trasmettitori da dilettanti.

All'uscita dello stadio finale vi è un circuito accordato a bobina intercambiabile; esso consente la sintonia entro le ristrette bande dilettantistiche dei 3,5, 7, 14 e 21 MHz. In complesso, i circuiti accordati del trasmettitore sono pochi, da uno a quattro in media; la stabilità della frequenza generata dell'apparecchio trasmittente equivale in certo modo alla selettività dell'apparecchio ricevente.

Potenza, resa AF e consumo del trasmettitore.

La potenza del trasmettitore viene espressa in watt, ed è data dal prodotto della tensione continua di placca della valvola o delle valvole finali per l'intensità di corrente anodica di alimentazione. È questa la *potenza nominale* del trasmettitore; nell'uso pratico essa viene denominata POTENZA INPUT, ossia *potenza di entrata*.

La potenza input si riferisce alla tensione ed alla corrente continua dello stadio finale; nel circuito di antenna vi è soltanto tensione e corrente oscillante ad alta fre-

quenza: il loro prodotto indica quale sia la POTENZA OUTPUT, ossia la resa di uscita AF del trasmettitore.

La potenza output è inferiore alla potenza input; la differenza tra queste due potenze dipende dal rendimento dello stadio finale; essa è convertita in calore ed è detta *potenza dissipata* del trasmettitore.

Il *consumo* del trasmettitore viene espresso in voltampere ed è dato dal prodotto della tensione della rete-luce per l'intensità di corrente assorbita.

La potenza di un trasmettitore, ossia la sua potenza input, può essere, ad es., di 50 watt; la sua resa d'uscita AF, ossia la potenza output, può essere di 35 watt; infine il suo consumo può essere di 150 voltampere.

2. - GENERAZIONE ED AMPLIFICAZIONE DELLA CORRENTE AD ALTA FREQUENZA

Lo stadio oscillatore.

In tutti i trasmettitori la tensione oscillante AF è generata da una valvola oscillatrice presente nello *stadio oscillatore*. Esso costituisce la parte iniziale del trasmettitore. Le caratteristiche dell'oscillatore possono variare molto da un trasmettitore all'altro e dipendono essenzialmente dalla frequenza generata e dalla stabilità di funzionamento del trasmettitore. In linea generale l'oscillatore è sempre di piccola potenza, in quanto l'energia AF generata viene gradatamente amplificata dagli stadi successivi.

Gli oscillatori si distinguono in due grandi categorie:

a) oscillatori la cui frequenza è determinata unicamente dalla capacità ed induttanza del circuito accordato; sono detti *oscillatori autocontrollati;*

b) oscillatori la cui frequenza è determinata da un cristallo di quarzo, il quale oscilla ad una frequenza fissa e costante che dipende dalle sue dimensioni fisiche; oscillatori di questo tipo vengono detti *oscillatori controllati a cristallo* o *piezo-oscillatori.*

Gli *oscillatori autocontrollati* presentano il vantaggio di consentire la variazione continua della frequenza di trasmissione entro i limiti di ciascuna banda, sono cioè oscillatori a frequenza variabile (VFO) e vengono spesso usati nei trasmettitori dilettantistici.

Gli oscillatori *controllati a cristallo* sono presenti in tutti i trasmettitori di grande e grandissima potenza ed in genere in tutti i trasmettitori funzionanti ad una frequenza fissa e costante. La frequenza fondamentale di questi oscillatori dipende dallo spessore del cristallo impiegato, e può giungere al massimo a 50 megahertz.

Sono pure usati in trasmettitori di minima e piccolissima potenza adatti per principianti, data la semplicità costruttiva, di stabilità e di messa a punto.

Il circuito degli oscillatori a cristallo può essere quello stesso degli oscillatori autocontrollati, con l'aggiunta del cristallo piezoelettrico.

Tipi di oscillatori.

CIRCUITO HARTLEY. — La reazione, ossia la retrocessione della tensione AF di placca, è ottenuta applicando tale tensione ad una parte della bobina del circuito accordato di ingresso. A tale scopo la bobina è divisa in due parti, una collegata tra griglia e catodo e l'altra collegata tra catodo e placca, come in *A* di fig. 9.3; in tal modo la bobina funziona da autotrasformatore AF.

Il grado di reazione dipende dalla posizione della presa di catodo sulla bobina; la posizione migliore si trova generalmente verso il centro della bobina stessa.

Il condensatore e la resistenza di griglia sono scelti in modo che la loro co-

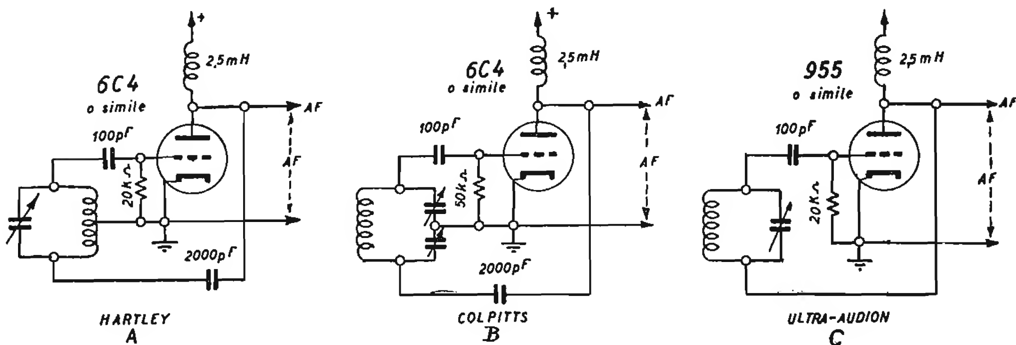


Fig. 9.3. - Schemi di principio di tipici oscillatori autoeccitati (Hartley, Colpitts, Ultra-Audion).

stante di tempo sia proporzionata alla frequenza del circuito accordato. Generalmente per frequenze di alcuni megahertz, la capacità del condensatore di griglia è di 100 pF, mentre la resistenza di griglia è di 20 000 ohm; per frequenza intorno ai 100 MHz la capacità scende a 15 pF, mentre la resistenza scende a 10 000 ohm.

Il condensatore di accoppiamento di placca è di capacità tale da presentare la minima reattanza alla corrente AF presente nel circuito, ed in genere di 2 000 pF, a mica.

Al disaccoppiamento del circuito di placca da quello di alimentazione provvede una impedenza AF di 2,5 millihenry.

La tensione AF può venir prelevata tra la placca della valvola e massa.

Vantaggi dell'oscillatore Hartley sono: rendimento elevato e pressoché costante entro una estesa gamma di frequenze, possibilità di funzionare con tutti i tipi di valvole, notevole semplicità costruttiva e facile messa a punto.

Svantaggi: la frequenza generata è suscettibile di notevole variazione, ossia è poco stabile; richiede generalmente l'uso di condensatore variabile con perno isolato.

Dato che genera numerose frequenze armoniche è particolarmente usato nei trasmettitori con uno o più stadi moltiplicatori di frequenza.

Per l'elevato rendimento può venir usato anche in trasmettitori ad una valvola.

CIRCUITO COLPITTS. — È simile al circuito Hartley con la differenza che anziché sulla bobina, la presa è fatta su di un divisore capacitativo, costituito da due condensatori variabili in serie tra di loro ed in parallelo alla bobina, come in *B* di fig. 9.3.

L'entità dell'effetto reattivo è dato dal rapporto delle due capacità; generalmente il miglior risultato è raggiunto quando le due capacità sono dello stesso valore. I due condensatori, dato che si trovano in serie, sono di capacità doppia di quella necessaria per l'accordo del circuito oscillante sulla frequenza di lavoro. I criteri di scelta per i valori del condensatore e resistenza di griglia sono gli stessi di quelli per il circuito Hartley.

Vantaggi del circuito Colpitts: notevole stabilità di frequenza, particolarmente nel caso di basso rapporto LC, e scarsa generazione di armoniche.

Svantaggi: maggior complessità del circuito, necessità di isolare i variabili, necessità di alimentazione in parallelo e basso rendimento, specie con basso rapporto LC, opportuno questo per sfruttare le doti di stabilità di frequenza.

Si presta bene per tutti i tipi di trasmettitori per dilettanti ad esclusione di quelli ad una sola valvola, autoeccitati.

La tensione AF va prelevata preferibilmente con una presa sulla bobina.

CIRCUITO ULTRA-AUDION. — È molto simile al circuito Colpitts, dal quale differisce solo per il fatto che il divisore capacitativo, anziché essere ottenuto con due capacità esterne, è invece ottenuto con le due capacità interelettrodiche della valvola; capacità placca-catodo e griglia-catodo. È indicato in C di fig. 9.3.

In parallelo alla capacità griglia-placca vi è un condensatore variabile per consentire la variazione di frequenza.

Vantaggi dell'oscillatore Ultra-Audion: massima semplicità del circuito, buona stabilità di funzionamento anche alle frequenze molto alte, da 50 a 300 megahertz, possibilità di funzionare in circuiti trasmittenti ad una sola valvola.

Svantaggi: non è possibile variare l'entità dell'effetto reattivo, funziona bene solo con determinati tipi di valvole, ad es., la 6C4, CV6, 954, 9002 ed altre simili.

CIRCUITO HARTLEY MODIFICATO (VFO). — Il principio è quello Hartley illustrato in *A* di fig. 9.4. La valvola è sempre un pentodo e i circuiti accordati sono due: uno all'ingresso e l'altro all'uscita. Il circuito è diviso in due parti, una oscillatrice e l'altra amplificatrice. La sezione griglia-catodo funziona in circuito Hartley; quella di placca amplificatrice alla stessa frequenza del circuito di griglia, o meglio a frequenza multipla.

Poiché la tensione AF viene prelevata dal circuito accordato di placca, la variazione di carico o di sintonia, non altera praticamente la frequenza della tensione AF prodotta dal circuito accordato di entrata: è assicurata così la stabilità di frequenza del circuito generatore.

Come per il circuito Hartley classico, l'entità dell'effetto reattivo può venir variata spostando la presa di catodo sulla bobina. Con elevato grado di reazione, e

quindi elevato numero di armoniche, è possibile accordare il circuito di placca su frequenze multiple della fondamentale, ottenendo così la moltiplicazione di frequenza.

Allo scopo di aumentare la stabilità di frequenza dell'oscillatore, in parallelo al condensatore verniero di 150 pF vi è un condensatore fisso di 500 pF. La frequenza del circuito di entrata è generalmente la più bassa tra quelle di lavoro, ossia di 3,5 o talvolta di 1,75 MHz.

Il prelievo di tensione AF può venir effettuato con un condensatore di 50 pF o con qualche spira di accoppiamento. Tutti i condensatori fissi sono a mica o cera-

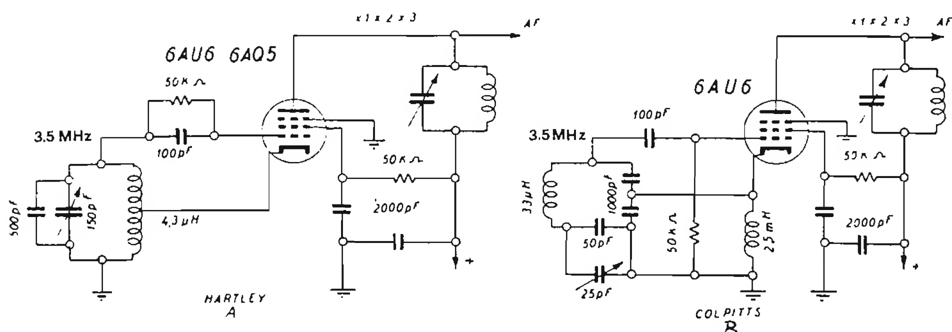


Fig. 9.4. - Tipici schemi di oscillatori autoeccitati a moltiplicazione di frequenza.

mici, mai a carta, ciò per le elevate correnti AF di lavoro. Le tensioni di alimentazione è opportuno sianò stabilizzate.

Vantaggi dell'oscillatore Hartley modificato: elevato rendimento, buona stabilità di frequenza, ampia regolazione della frequenza generata, facilità di effettuare i cambi di banda, possibilità di usare valvole di molti tipi.

È il circuito oscillatore più usato nei trasmettitori per dilettanti, data la sua sicurezza di funzionamento; non è però molto adatto per frequenze elevatissime. Per indicare questo circuito ed altri circuiti simili, è nell'uso l'abbreviazione VFO (Variable Frequency Oscillator), oppure ECO (Electron Coupled Oscillator).

CIRCUITO COLPITTS MODIFICATO (VFO CLAPP). — È indicato in *B* di fig. 9.4. Il principio di funzionamento è simile a quello del precedente; differisce solo per il fatto che al posto dell'oscillatore Hartley vi è l'oscillatore Colpitts. Nell'esempio di figura vi è un circuito accordato in serie all'entrata della valvola; in parallelo ad esso vi è un divisore di tensione costituito da due condensatori di 1 000 pF ciascuno.

Dato che il catodo è collegato al centro del partitore capacitativo, alla chiusura del circuito di alimentazione provvede una impedenza di 2,5 mH collegata tra il catodo e la massa. Il piccolo verniero di 25 pF in parallelo al condensatore fisso di 50 pF consente di variare la frequenza del circuito oscillante. Il circuito di placca

può venir accordato alla frequenza del circuito di ingresso, ossia alla frequenza fondamentale, oppure ad una frequenza multipla, per due o per tre.

Vantaggi del VFO Clapp: notevole stabilità di frequenza e possibilità di duplicare o anche di triplicare la frequenza fondamentale.

Svantaggi: rendimento notevolmente basso, necessità di più stadi amplificatori, necessità di usare valvole adatte ad elevata potenza, quale ad es. la 6AU6.

Oscillatori con cristallo di quarzo.

STABILITÀ DI FREQUENZA. — Caratteristica essenziale del circuito oscillatore, e per conseguenza del trasmettitore, è di mantenere inalterata la frequenza dell'energia AF da esso prodotta, ossia di funzionare con la massima *stabilità di frequenza* possibile.

La frequenza propria di un circuito accordato può subire notevoli variazioni con la temperatura, l'umidità ambiente, le tensioni di lavoro, il carico, ecc. Per evitare le variazioni di frequenza durante il funzionamento, è necessario che il circuito accordato presenti le minime perdite, elettriche, magnetiche, dielettriche, ciò che si ottiene con l'impiego di adatti materiali. È pure indispensabile che la costruzione sia meccanicamente rigida per assicurare la costanza dei valori capacitativi e induttivi. A tale scopo vengono usati sostegni di materiale ceramico, avvolgimenti argentati, condensatori ceramici o a mica, collegamenti brevi e con filo di notevole spessore.

Nonostante tutte le possibili cautele è però difficile ottenere stabilità di frequenza inferiori al $\pm$ 0,1 ‰; è difficile, ad es., evitare che alla frequenza di 7000 kHz non si verifichino durante il funzionamento variazioni di frequenza sino a 700 hertz in più o in meno. Per questa ragione in molti trasmettitori la frequenza del circuito oscillatore è resa stabile con un cristallo di quarzo, posto in parallelo al suo circuito accordato.

IL CRISTALLO DI QUARZO. — I cristalli di quarzo hanno la notevole particolarità di vibrare meccanicamente alla frequenza della tensione elettrica ad essi applicata, purché tale frequenza corrisponda a quella propria di risonanza del cristallo. La frequenza propria del cristallo è inversamente proporzionale al suo spessore, ossia è tanto più elevata quanto più esso è sottile. La frequenza massima, corrispondente allo spessore più sottile possibile, di alcuni decimi di millimetro, è di 22 megahertz.

È così possibile controllare, ossia mantenere inalterata, la frequenza di lavoro del circuito accordato, collegando in parallelo ad esso un cristallo di quarzo di spessore tale da corrispondere esattamente alla frequenza del circuito stesso. Per passare da una frequenza ad altra diversa, è necessario sostituire il cristallo con altro di diverso spessore, adatto alla nuova frequenza. Il cristallo impedisce il verificarsi di piccole variazioni di frequenza di risonanza del circuito accordato in quanto trascina il circuito stesso ad oscillare alla sua propria frequenza.

Qualora la sintonia del circuito accordato venga regolata oltre la frequenza di risonanza del cristallo, si determina un graduale aumento della corrente di placca e una corrispondente diminuzione della resa di uscita, sino a determinare lo sganciamento di sincronismo, al quale corrisponde il disinnesco del cristallo.

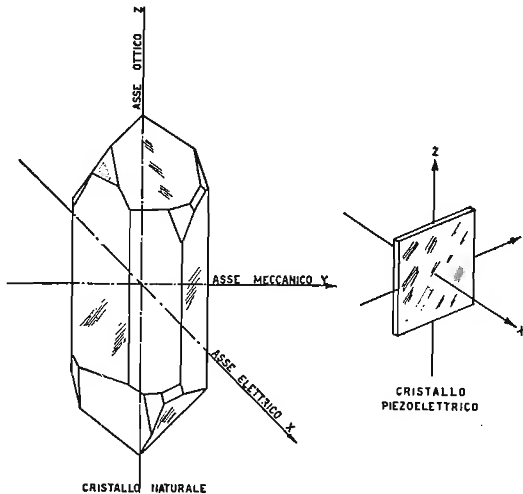


Fig. 9.5. - Assi del cristallo di quarzo.

Il cristallo di quarzo si innesca non appena la frequenza del circuito accordato è quella stessa di risonanza del cristallo; ciò risulta evidente dalla brusca caduta di corrente nel circuito di placca.

La tensione AF applicabile al cristallo è limitata dal suo spessore, ossia dalla frequenza di funzionamento del cristallo stesso. Cristalli per 14 MHz possono venir impiegati in circuiti di griglia di oscillatori di potenza non superiore ai 10 watt.

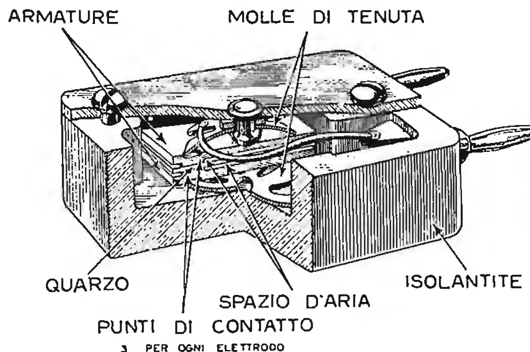


Fig. 9.6. - Aspetto del cristallo di quarzo e relativo portacristallo.

Qualora venga tolto il carico all'oscillatore, ossia esso funzioni senza prelievo dell'energia AF, la lastrina del cristallo subisce elevate sollecitazioni meccaniche che possono incrinarla ed anche spezzarla; ciò può verificarsi in oscillatori di potenza superiore ai 10 watt.

ASSI DEL CRISTALLO. — Come indica la fig. 9.5, nel cristallo di quarzo sono individuabili tre assi: l'*asse ottico* che passa attraverso il centro del cristallo, da un estremo all'altro nel senso della lunghezza; e gli assi *elettrico* e *meccanico*, giacenti in un piano perpendicolare all'asse ottico, ed a 90° tra di loro.

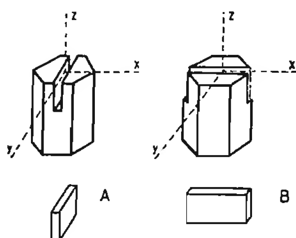


Fig. 9.7. - A) Piastrina piezoelettrica ricavata secondo il sistema di taglio detto taglio X. B) Piastrina piezoelettrica ricavata secondo il sistema di taglio detto taglio Y.

Il cristallo può venir tagliato secondo l'asse meccanico o secondo quello elettrico. Nel primo caso ha forma di bacchetta, nel secondo di lastrina. La tensione AF è applicata agli estremi della bacchetta oppure sulle facce della lastrina.

Il cristallo è collocato sopra un supporto provvisto di due piedini per consentire l'intercambiabilità, e porta segnata la frequenza di vibrazione.

Tipi di oscillatori controllati a cristallo.

In *A* di fig. 9.8 è illustrato il tipo più semplice di oscillatore a cristallo di quarzo; il cristallo è collegato tra placca e griglia e sostituisce completamente il circuito accordato sia di entrata che di uscita; la valvola oscilla alla frequenza propria del cristallo. La tensione AF generata è prelevata tra la placca e il catodo della valvola. Un'impedenza di 2,5 mH disaccoppia il circuito di placca da quello di alimentazione.

Vantaggi di questo oscillatore sono: massima semplicità costruttiva, assenza di circuiti accordati, massima stabilità di frequenza, notevole purezza della tensione AF generata (nota CC).

Svantaggi: impossibilità di variare la frequenza, impossibilità di superare la frequenza di 50 MHz, bassissimo rendimento. La valvola è sempre di minima potenza, inferiore ad 1 watt, dato il basso rendimento e la notevole dissipazione anodica in calore; deve essere opportunamente scelta per la frequenza di lavoro.

In *B* della stessa figura è riportato un altro esempio di oscillatore controllato a quarzo. Differisce dal precedente per il fatto che la placca è a potenziale AF di massa; ciò è possibile data la presenza dell'impedenza AF tra catodo e massa.

In C della stessa figura è fatto l'esempio di un oscillatore a cristallo con accoppiamento elettronico; è provvisto di un circuito accordato di placca, la cui frequenza di accordo è quella stessa del cristallo.

Rispetto ai due oscillatori precedenti presenta il notevole vantaggio di consentire elevato rendimento e ampia escursione di frequenza con il cambio del cristallo,

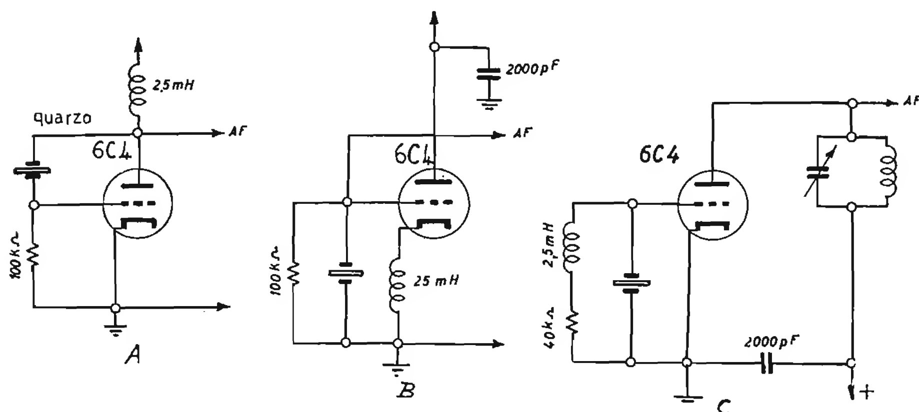


Fig. 9.8. - Tre tipici circuiti di oscillatori controllati a cristallo.

e di non richiedere valvole particolari. Può venir omessa l'impedenza AF di 2,5 mH in serie alla resistenza di polarizzazione.

CIRCUITI OSCILLATORI E MOLTIPLICATORI. — Allo scopo di estendere il campo di frequenza degli oscillatori controllati a cristallo sono stati studiati diversi tipi di circuiti moltiplicatori di frequenza con cristallo. Oscillatori di questo tipo sono particolarmente adatti al dilettante, soprattutto per il fatto che con un solo cristallo di 3,5 MHz è possibile ricavare dalla valvola oscillatrice il segnale a frequenza fondamentale di 3,5 MHz, o moltiplicando le frequenze per 2, per 3 e per 4, ottenere le frequenze di 7, 10,5 e 14 MHz dalla stessa valvola. Il circuito moltiplicatore consente inoltre l'impiego di cristalli su frequenze basse di notevole robustezza, e quindi adatti a sopportare elevate correnti senza alterarsi o incrinarsi. Alle frequenze basse i circuiti sono inoltre poco critici e la messa a punto risulta notevolmente semplificata.

CIRCUITO ECO. — Un circuito largamente diffuso tra i dilettanti è quello di fig. 9.9 A. Impiega un pentodo 6AU6 quale oscillatore ad accoppiamento elettronico denominato ECO (electron coupled oscilator). Vi sono tre circuiti a frequenza diversa: quello di griglia alla frequenza propria del quarzo, quello di griglia schermo, costituito da un circuito accordato con condensatore variabile su di una prima frequenza di moltiplicazione, ed infine il circuito di placca o di uscita, accordato su

una frequenza multipla della precedente. In tal modo è possibile raggiungere, con ottimo rendimento, le varie frequenze armoniche, dalla quarta alla nona.

Per ottenere elevati rendimenti è opportuno l'impiego di un cristallo a taglio particolarmente adatto alla generazione di armoniche.

CIRCUITO TRITET. — È illustrato in *B* di fig. 9.9. Anch'esso costituito da un circuito di griglia controllo funzionante alla frequenza del cristallo, e da due altri a frequenze multiple. Differisce dal precedente per avere il circuito accordato di prima

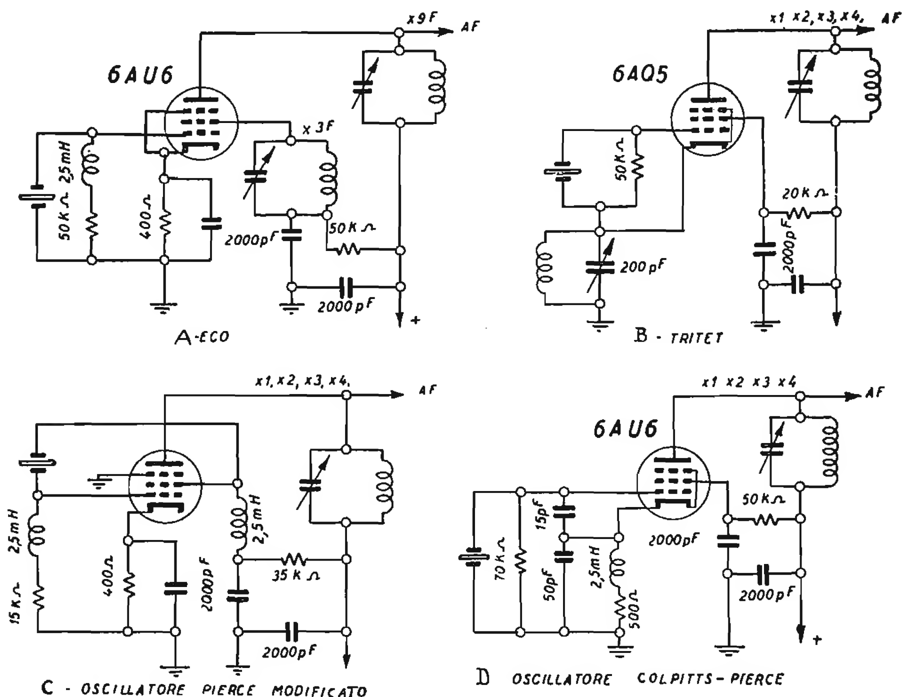


Fig. 9.9. - Quattro tipici circuiti di oscillatori a moltiplicazione di frequenza, controllati a cristallo.

moltiplicazione collegato in serie al catodo della valvola anziché alla griglia schermo. La funzione di placca per la sezione oscillatrice è affidata alla griglia schermo. È opportuno che le oscillazioni siano ottenute con il condensatore di griglia controllo di 200 pF alla massima capacità necessaria per la migliore stabilità di funzionamento. Con capacità troppo basse ed elevate tensioni di alimentazione, il cristallo corre il pericolo di frantumarsi. La valvola non è di tipo critico: possono essere usate con buoni risultati la 6AQ5, la 6V6 o altre simili.

CIRCUITO PIERCE MODIFICATO. — In C della stessa figura è illustrato un oscillatore moltiplicatore controllato a cristallo. È una semplificazione dei precedenti in quanto vi sono due soli circuiti, quello del cristallo e quello di uscita, accordato sulla frequenza fondamentale o sulle armoniche fino alla quarta. Il circuito del cristallo è simile al Pierce classico, con la variante che la placca è sostituita dalla griglia schermo; il cristallo è infatti collegato tra la griglia controllo e la griglia schermo che funziona da placca. Le due impedenze di AF di 2,5 mH provvedono a disaccoppiare il circuito oscillante da quello di alimentazione. La frequenza del segnale di uscita determinata da quella multipla di accordo del circuito di placca può essere doppia, tripla, quadrupla di quella del cristallo. È di facile messa a punto. La moltiplicazione può essere ottenuta regolando la capacità del variabile, quella per 3 e per 4, sostituendo la bobina di placca.

Spostamenti di frequenza in ogni banda dilettantistica vanno effettuati con il solo cambio del cristallo ed un eventuale ritocco del condensatore variabile.

CIRCUITO COLPITTS-PIERCE. — Un circuito simile al precedente, con la reazione ottenuta sul circuito di catodo anziché su quella di griglia-schermo, è riportato in *D*; è questo il circuito Colpitts-Pierce. L'oscillatore comprendente il cristallo è di tipo Colpitts. L'impedenza AF serve a disaccoppiare il catodo ed i due condensatori in serie costituiscono il divisore di tensione AF. Anche in questo caso la griglia schermo rappresenta la placca della sezione d'oscillatore. Il circuito di placca può essere accordato alla frequenza fondamentale o ad una armonica del cristallo.

Amplificatori AF, duplicatori e moltiplicatori di frequenza.

In tutti i trasmettitori di media e grande potenza vi sono uno o più stadi amplificatori in alta frequenza, posti tra l'oscillatore e l'amplificatore finale. Essi differiscono sostanzialmente dagli amplificatori AF dei radioricevitori per il fatto che provvedono all'*amplificazione di potenza* anziché alla sola amplificazione di tensione; tale amplificazione di potenza è necessaria per il funzionamento in classe C dello stadio finale, e la conseguente notevole *corrente di griglia* nel suo circuito di entrata, detto anche *circuito di eccitazione* o *circuito pilota*. Le valvole degli stadi di amplificazione sono di conseguenza valvole ad elevata corrente di placca e bassa resistenza interna, ossia valvole di potenza. Altra caratteristica essenziale degli amplificatori AF è quella di poter essere accordati alla stessa frequenza del circuito oscillatore o ad una frequenza multipla. Sono detti *stadi duplicatori* quelli che provvedono al raddoppiamento della frequenza della tensione AF presente alla loro entrata. Sono detti *stadi moltiplicatori* quelli che provvedono a triplicare, quadruplicare la frequenza di entrata.

Nei trasmettitori vi possono essere solo duplicatori di frequenza, oppure solo moltiplicatori od ambedue i tipi. La moltiplicazione di frequenza è indispensabile ogni qual volta sia richiesta elevata stabilità di frequenza dei trasmettitori, in particolare in quelli con VFO.

DUPLICATORI. — Come detto, i circuiti trasmittenti possono funzionare da duplicatori; a questo scopo è sufficiente che la valvola amplificatrice AF abbia il circuito di uscita accordato su una frequenza doppia di quella di entrata. È sempre vantaggioso adottare circuiti duplicatori di frequenza nonostante la lora resa sia alquanto inferiore che sulla frequenza fondamentale, essendo in tal modo possibile realizzare l'oscillatore generatore su frequenze relativamente basse, dove le piccole variazioni di capacità non influenzano praticamente la frequenza di trasmissione, e trasformare successivamente la frequenza prodotta in frequenze multiple fino a quella desiderata; è quindi di più facile messa a punto e meno influenzato dalla variazione di carico.

POLARIZZAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI AF. — Per il funzionamento in classe C dello stadio duplicatore e moltiplicatore, è necessario che la valvola sia polarizzata con tensione negativa di valore tale da interdire completamente la corrente di placca in assenza di segnale all'ingresso. Tale elevata tensione negativa è generalmente compresa tra —50 e —100 volt, e può essere ottenuta in uno dei seguenti modi:

a) per corrente di griglia controllo;

b) per corrente anodica;

c) con sorgente esterna.

La *polarizzazione per corrente di griglia* è conseguente alla caduta di tensione ai capi della resistenza di griglia, data la relativamente elevata corrente che la percorre. In assenza del segnale AF all'entrata viene a mancare la corrente di griglia con conseguente riduzione a zero della tensione di polarizzazione, aumento di corrente e pericolo di avaria della valvola. Nonostante ciò, questo sistema di polarizzazione è molto diffuso per la sua semplicità.

Il valore della resistenza di griglia necessario è dato da:

$$\frac{\text{Tensione negativa richiesta}}{\text{Corrente di griglia controllo}}$$

I due dati variano a seconda del tipo di valvola e le condizioni di lavoro e sono indicati nelle caratteristiche.

La *polarizzazione per corrente anodica* è ottenuta con una resistenza di catodo di adeguato valore. Con tale polarizzazione la messa a punto risulta più difficoltosa per il fatto che variazioni di sintonia del circuito di placca e quindi di carico della valvola, influenzano la polarizzazione. Una ridotta polarizzazione di questo tipo è usata insieme con la polarizzazione di griglia a scopo protettivo. *La polarizzazione con sorgente esterna* è ottenuta con una sezione dell'alimentatore; con essa è possibile l'interdizione della corrente anodica in assenza di eccitazione.

CIRCUITO ACCORDATO DI PLACCA. — L'amplificatore AF è provvisto generalmente di un circuito di placca, il quale permette a mezzo di un condensatore variabile la risonanza sulla frequenza fondamentale o armonica. L'alimentazione della

valvola può essere in serie (*A*) o in parallelo (*B*), come indica la fig. 9.10. È in serie quando la corrente di alimentazione anodica fluisce lungo la bobina del circuito volano; ciò presenta l'inconveniente che il condensatore variabile e tutto il circuito accordato si trovano nella stessa tensione di placca. L'alimentazione è in parallelo quando la corrente di placca fluisce in una impedenza di alta frequenza, e la corrente AF viene trasferita al circuito volano tramite un condensatore di accoppiamento. Questa disposizione viene generalmente adottata per gli stadi finali del trasmettitore, per evitare che le operazioni di accoppiamento all'antenna risultino pericolose per l'operatore.

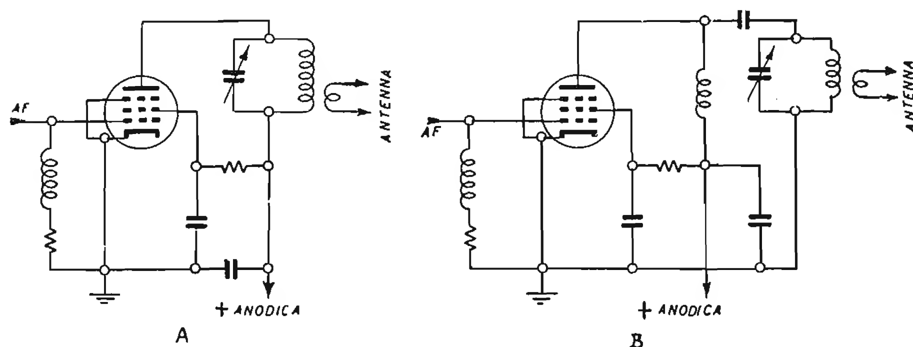


Fig. 9.10. - Alimentazione anodica di valvola amplificatrice AF in serie (A) ed in parallelo (B).

MESSA A PUNTO DELL'AMPLIFICATORE AF. — Negli stadi separatori di media potenza è opportuna l'applicazione di uno strumento indicatore della corrente anodica in modo da facilitare le operazioni di accordo e messa a punto. Durante queste operazioni, la corrente anodica non deve oltrepassare quella massima prevista dal costruttore.

La ricerca dell'accordo degli stadi va fatta con tensioni ridotte o comunque rapidamente, poiché il funzionamento continuativo a corrente anodica ridotta, causa la mancanza di carico, provoca eccessiva corrente di griglia schermo, tale da poter avariare in breve tempo la valvola.

L'accordo, oltre che con gli strumenti di placca, ed eventualmente di griglia, può essere fatto con indicatori a luminescenza, quali la sondospira e la lampadina al neon. È sufficiente avvicinare alle induttanze di accordo una spira portante alle estremità una lampadina da scala parlante, per constatare con l'accensione della medesima la presenza di corrente ad alta frequenza, oppure avvicinare semplicemente una lampadina al neon per provocarne la luminescenza interna. Una lampadina ad incandescenza strettamente accoppiata alla induttanza di accordo può costituire un carico dissipatore utile durante le operazioni di messa a punto. Così facendo è possibile eliminare l'inconveniente dell'arrossamento della griglia-schermo. Può sostituire il carico d'antenna qualora si desideri effettuare prove di trasmissione senza creare con l'irradiamento disturbi di interferenza con altre stazioni.

Il rapporto della capacità ed induttanza impiegate nei circuiti accordati dei trasmettitori va scelto in modo da ottenere un favorevole compromesso tra rendimento e percentuale di armoniche. In circuiti amplificatori il fattore di merito, determinato principalmente da questo rapporto, è 10. Si realizza praticamente questa condizione adottando una capacità di accordo del valore in picofarad sensibilmente eguale alla lunghezza d'onda in metri sulla quale si desidera sintonizzarsi. Su 40 metri si useranno ad es., 40 pF, su 20 metri 20 pF, ecc.

La necessità di restare in questi limiti comporta talvolta la sostituzione delle induttanze qualora la frequenza di lavoro venga variata, in modo da riportare il rapporto LC al valore necessario.

NEUTRALIZZAZIONE DELL'AMPLIFICATORE AF. — I circuiti di entrata dell'amplificatore AF devono essere accuratamente separati da quelli di uscita allo scopo di evitare accoppiamenti retroattivi che possono causare l'autoscillazione dello stadio. Utilizzando pentodi o tetrodi a griglia schermo, non è generalmente necessario provvedere la valvola di circuito di neutralizzazione, poiché un accurato schermaggio ed una attenta disposizione dei ritorni a massa, è sufficiente. È invece indispensabile per i triodi. La verifica della neutralizzazione degli stadi amplificatori può essere fatta togliendo la valvola oscillatrice e accoppiando allo stadio in esame la sondo-spira; la rotazione completa del condensatore di sintonia non deve causare alcuna luminosità della lampadina. La verifica può essere fatta anche osservando lo strumento di placca, l'indice del quale deve rimanere immobile durante tutta la rotazione.

3. - LO STADIO FINALE DEL TRASMETTITORE

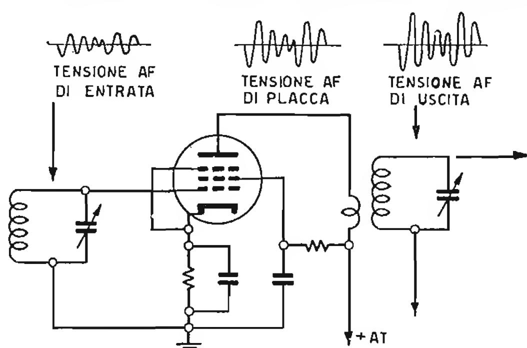
L'amplificazione di potenza AF.

Gli stadi d'amplificazione ad alta frequenza dei trasmettitori sono caratterizzati dalla bassa amplificazione di tensione e dall'elevata amplificazione di corrente. L'amplificazione di tensione dell'intera sezione AF del trasmettitore può essere di 10 volte, mentre quella di un ricevitore può essere di 100 000 volte; all'entrata della sezione AF di un trasmettitore vi possono essere una decina di volt, mentre a quella di un ricevitore vi può essere qualche microvolt.

In fig. 9.11, in alto, è indicato lo schema di uno stadio di amplificazione di tensione AF; la tensione AF modulata all'entrata è amplificata ed appare all'uscita dello stadio senza distorsione, conservando esattamente la stessa forma d'onda. È questa l'*amplificazione di tensione di classe A.* L'intero ciclo della tensione AF di griglia pilota la valvola, per cui la forma della tensione AF di uscita è esattamente la stessa di quella di entrata, ossia l'amplificazione avviene senza distorsione.

Nell'esempio sottostante, all'entrata della valvola vi è una tensione AF sinusoidale, non modulata e di elevata ampiezza; all'uscita della valvola sono presenti soltanto guizzi di corrente, i quali non riproducono affatto la forma d'onda della tensione AF di entrata.

Ai capi del circuito accordato, accoppiato alla placca vi è una tensione AF completa di ambedue le semionde, la quale ha la stessa frequenza della tensione AF di ingresso ma non la stessa forma d'onda; l'amplificazione avviene con forte distorsione. È questa l'*amplificazione di corrente*, ossia in *classe* C.



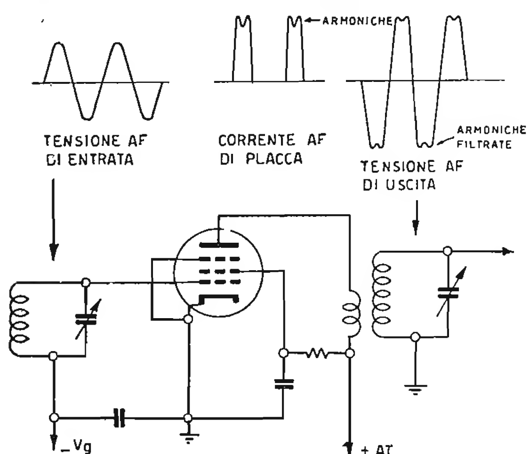


Fig. 9.11. - Tipici circuiti di amplificazione di alta frequenza, di tensione in classe **A**, di corrente in classe **C**.

Nel circuito di placca della valvola amplificatrice di tensione in classe *A*, il carico è molto elevato, ad es., di 1 MΩ; ai suoi capi vi sono variazioni di tensione relativamente assai ampie rispetto alle variazioni di tensione all'entrata della valvola, generalmente di minima ampiezza. Per il carico molto elevato, l'intensità della corrente di placca e le variazioni della stessa sono di valore ridottissimo.

Nel circuito di placca della valvola amplificatrice di corrente in classe C il carico è invece minimo, ad es., di 5 000 ohm; è percorso da correnti assai ampie e variazioni di tensioni relativamente piccole rispetto a quelle di entrata della valvola.

La potenza AF è data dal carico in ohm per il quadrato della corrente AF in ampere. Per cui se il carico è ad es. di 5 000 ohm e la variazione di corrente efficace è di 100 mA, la potenza di uscita è di $0{,}1^2 \times 5\,000 = 50$ watt.

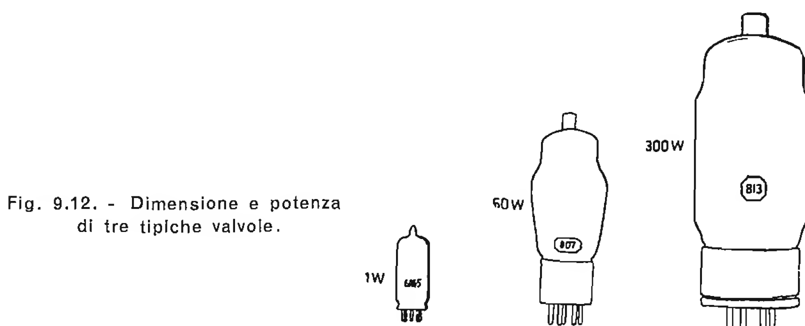


Fig. 9.12. - Dimensione e potenza di tre tipiche valvole.

Le valvole amplificatrici di tensione sono generalmente di piccole dimensioni, provviste di catodo a debole emissione elettronica; le valvole amplificatrici di corrente sono di dimensioni maggiori e provviste di catodo a forte emissione elettronica. Un esempio di rapporto di dimensione tra valvole amplificatrici di potenza è illustrato dalla fig. 9.12.

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE C.

Con il termine amplificazione in classe C si suole indicare l'amplificazione di corrente, ossia di potenza, usata quasi esclusivamente nella sezione ad alta frequenza dei trasmettitori. Benché questo tipo di amplificazione introduca forte distorsione in quanto produce armoniche della frequenza fondamentale, ciò non disturba la trasmissione, poiché le stesse sono in gran parte eliminate dall'azione filtrante dei circuiti accordati.

Le valvole amplificatrici in classe C funzionano con il punto di lavoro completamente fuori dalla curva caratteristica, oltre il ginocchio inferiore, come indicato dalla fig. 9.13. La tensione di polarizzazione è assai elevata, circa il doppio di quella necessaria per annullare completamente la corrente anodica, ossia oltre il punto di interdizione. Come si può notare in figura, in classe *A* il punto di lavoro si trova invece al centro del tratto rettilineo della caratteristica.

All'entrata della valvola funzionante in classe C vi è una tensione AF di notevole ampiezza, tale da annullare l'intera elevata tensione negativa di polarizzazione e pilotare la valvola sino oltre il punto di saturazione di corrente anodica. La griglia controllo della valvola è positiva in corrispondenza a ciascun massimo della tensione AF di entrata; in tale istante assorbe elettroni, per cui vi è corrente di griglia.

Solo una parte della semionda positiva all'entrata determina corrente anodica; in altri termini l'*angolo di circolazione* della corrente è inferiore ai 180°; in pratica è compreso tra 120 e 150°. Nelle valvole in classe *A* l'angolo di circolazione è invece di 360°.

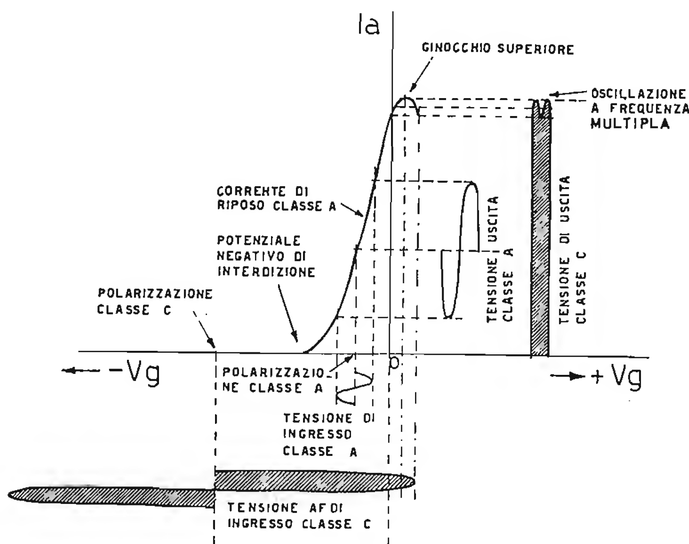


Fig. 9.13. - Principio di funzionamento delle valvole amplificatrici in classe A ed in classe C.

Sistemi di modulazione.

La tensione a bassa frequenza può venir applicata a quella ad alta frequenza in diversi modi, per cui esistono più sistemi di modulazione. In genere la tensione BF può venir applicata ad uno qualsiasi degli elettrodi della valvola finale AF.

MODULAZIONE DI PLACCA.

La potenza fornita dal modulatore è applicata alla placca della valvola finale AF tramite una impedenza o un trasformatore, come indica la fig. 9.14. Nel primo caso si tratta di *modulazione Heising*; nel secondo si tratta di *modulazione Armstrong.*

La modulazione Heising è la più antica ed ancora la più diffusa; è anche denominata *modulazione a corrente costante.*

La placca della valvola finale BF è collegata in serie al circuito volano. La corrente di modulazione percorre l'impedenza di carico della valvola BF, quindi la bobina del circuito volano. La tensione anodica applicata alla valvola finale AF è in tal modo variabile a seconda della modulazione BF, allo scopo di consentire ele-

vata percentuale di modulazione con bassa distorsione. La resistenza di carico delle due valvole finali AF e BF è la stessa.

Le due valvole sono alla stessa tensione anodica di alimentazione per consentire la modulazione al 100%. Una resistenza regolabile permette di diminuire la tensione di alimentazione dello stadio AF. Un condensatore di capacità adeguata (1 μF), posto in parallelo alla resistenza regolabile, permette il facile passaggio della tensione BF modulante.

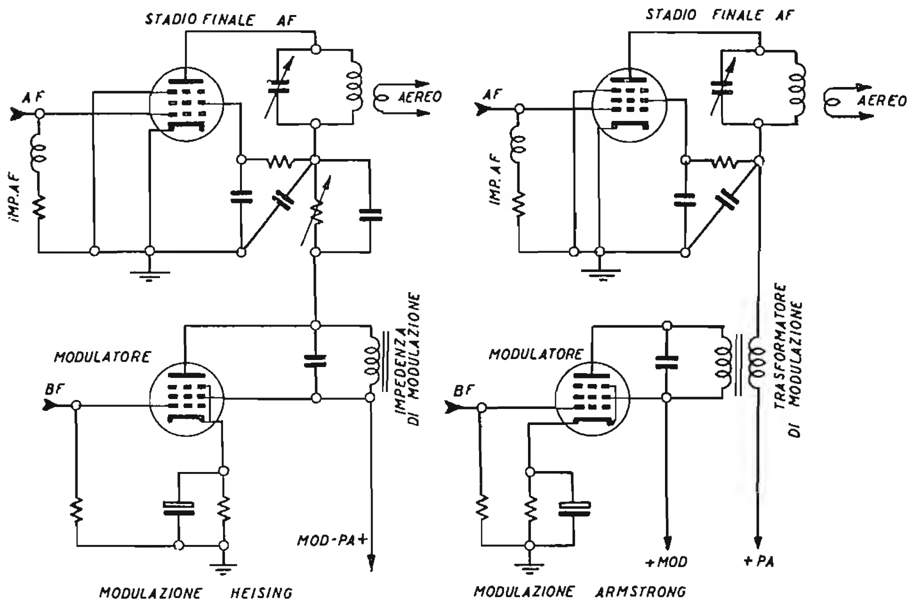


Fig. 9.14. - Due tipici esempi di circuiti di modulazione; a sinistra il circuito Heising, a destra il circuito Armstrong.

Questo sistema di modulazione presenta lo svantaggio di richiedere una impedenza BF ampiamente dimensionata, diversamente si introducono distorsioni per la facilità della saturazione magnetica del nucleo di ferro.

Il sistema di modulazione Armstrong utilizza un trasformatore BF per trasferire la tensione BF modulante alla placca della valvola finale AF. È illustrato nella stessa figura. Non è necessario in tal caso alcuna resistenza in serie al circuito volano; l'eventuale diversità di impedenza di carico è compensata con un adeguato rapporto del trasformatore BF. La presenza di due avvolgimenti percorsi da correnti pressoché uguali e di fase opposta, evita il pericolo della saturazione magnetica del nucleo, il quale può così essere di piccole dimensioni. Altro vantaggio di questo sistema consiste nella possibilità di separare i due circuiti di alimentazione anodica.

Qualora la valvola finale AF sia un pentodo, come nell'esempio di figura, per ottenere il 100% di modulazione è sempre opportuno che alle modulazioni di placca si accompagni quella di griglia schermo, collegando semplicemente la resistenza griglia schermo al ritorno del circuito volano. Il valore del condensatore collegato tra la griglia schermo e la massa è generalmente di 1000 picofarad.

La potenza BF necessaria, fornita dal modulatore per modulare al 100% l'onda portante AF, è metà della potenza di alimentazione dello stadio finale AF. Ad es., se la potenza input dello stadio AF è di 50 watt, quella del modulatore è di 25 watt.

MODULAZIONE DI SOPPRESSIONE.

La disposizione è simile a quella del sistema a modulazione di placca Armstrong, con la differenza che la tensione BF è applicata alla griglia di soppressione della valvola finale AF anziché alla sua placca. Questo sistema è indicato in fig. 9.15.

Vantaggio principale di questo sistema consiste nella minima potenza del modulatore, la quale può essere circa il 5% di quella CC di alimentazione dello stadio finale AF, per cui, se ad es. la potenza è di 25 watt, quella BF del modulatore può essere di soli 1,25 watt. Trasmettitori con questo tipo di modulazione possono essere di piccole dimensioni, e perciò portabili. Questo sistema richiede l'uso di una valvola finale AF con adatte caratteristiche, ad es., il pentodo Philips PC 1,5/100.

Per poter ottenere la modulazione con buona linearità, prossima al 100%, nonostante la modesta potenza del modulatore, è necessario che la valvola finale AF sia in grado di quadruplicare la potenza nei picchi di modulazione. A tale scopo la potenza CC di alimentazione anodica della valvola finale AF è ridotta a circa un quarto di quella normale; ne consegue che viene sfruttata una minima parte della potenza ricavabile dalla valvola. Nell'esempio fatto, è necessario usare una valvola della potenza di circa 100 watt.

MODULAZIONE DI CATODO E GRIGLIA CONTROLLO.

Lo schema di principio di questo sistema di modulazione è illustrato dalla figura 9.16. La tensione BF è trasferita dall'uscita del modulatore al catodo ed alla griglia controllo della valvola finale AF. Con tale sistema di modulazione la potenza di uscita del modulatore è circa il 20% della potenza CC di alimentazione anodica della valvola finale AF. La tensione BF è applicata simultaneamente al catodo della valvola finale ed alla griglia controllo della stessa, mediante un trasformatore di modulazione. La tensione BF applicata alla griglia controllo è inferiore a quella applicata al catodo ed è ricavata da una presa sul secondario del trasformatore di modulazione. I risultati migliori si ottengono quando la percentuale di modulazione di catodo è compresa tra il 40 e il 45%. La percentuale di modulazione di griglia va regolata variando la presa sul secondario sino ad elevare la percentuale di modulazione in prossimità del 100%. L'onda portante risulta modulata simultaneamente per effetto del segnale applicato al catodo e alla griglia di controllo e la modulazione complessiva risulta dalla somma delle due percentuali.

Con questo tipo di modulazione è necessaria alta tensione anodica e bassa corrente, in modo che la potenza CC di alimentazione della valvola AF sia circa il 60% di quella ottenibile con la sola modulazione di placca. È pure necessario che la tensione di polarizzazione di griglia controllo della valvola finale sia fissa.

Questo sistema di modulazione è uno dei più recenti; presenta il vantaggio di consentire profondità di modulazione prossima al 100% con modulatore di piccola potenza. La linearità della modulazione risulta ottima purché l'eccitazione AF di griglia non sia eccessiva.

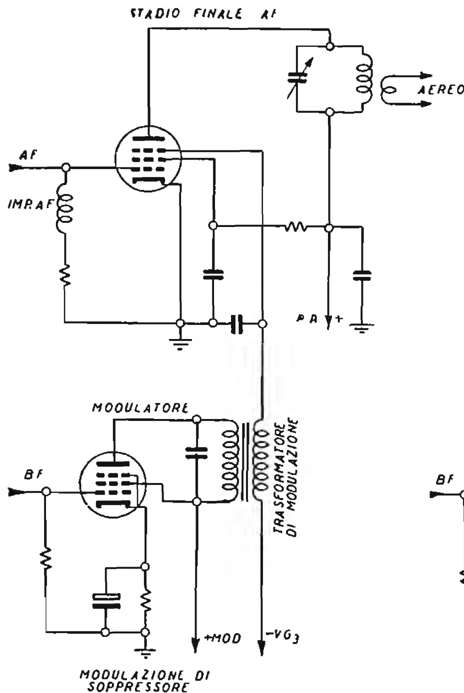


Fig. 9.15. - Esempio di circuito di modulazione del tipo a griglia di soppressione. La tensione modulante BF è applicata alla griglia di soppressione del pentodo finale AF.

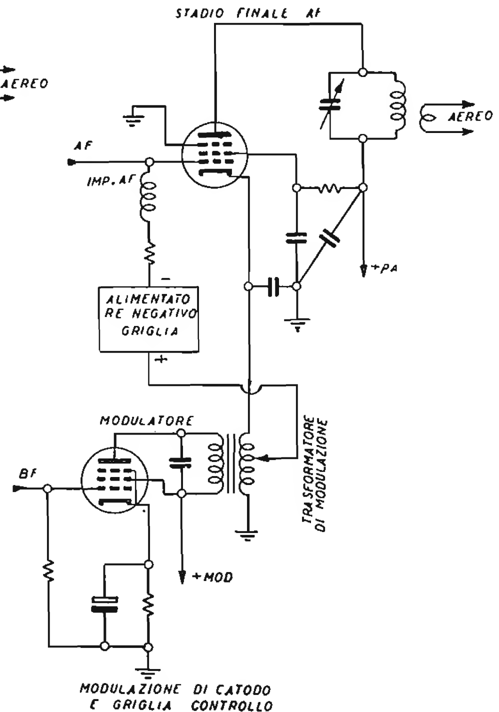


Fig. 9.16. - Esempio di circuito di modulazione di catodo e di griglia controllo.

MODULAZIONE TELEGRAFICA.

I segnali Morse possono venir trasmessi in due modi principali:

a) con la soppressione dell'onda portante;

b) con la modulazione dell'onda portante mediante un cicalino.

Nel primo caso il tasto manipolatore chiude e apre ritmicamente un circuito di alimentazione di uno stadio AF; nel secondo caso l'antenna irradia senza interruzione, e l'onda portante è modulata con una nota acustica, presente a tasto abbassato.

TRASMISSIONE TELEGRAFICA E STABILITÀ DI FREQUENZA.

I canali assegnati alle trasmissioni telegrafiche sono molto ristretti, dell'ordine di 50 kHz, per cui è spesso necessario spostare la frequenza di lavoro del trasmettitore onde evitare interferenze con altre emittenti, o per mettersi in isofrequenza con la stazione corrispondente. Non è conveniente l'impiego di oscillatori controllati a quarzo per l'eccessivo numero di cristalli necessari; è generalmente impiegato allo scopo un VFO stabilizzato, con più stadi separatori, realizzato in modo da evitare derive di frequenza ed il cosiddetto pigolìo telegrafico, inconvenienti questi assai frequenti, dovuti alle brusche variazioni di carico causa la manipolazione telegrafica.

MODULAZIONE CLAMP.

È un tipo particolare di modulazione di griglia schermo, simile alla modulazione di placca tipo Heising, con la variante che l'impedenza di carico all'uscita del modulatore è sostituita con una resistenza il cui valore è due volte quello necessario per il carico di placca della valvola finale BF.

Una resistenza variabile consente di regolare la tensione di griglia schermo della valvola finale AF ad un valore tale da consentire la modulazione al 100%. In parallelo alla resistenza vi è un condensatore di circa 0,1 μF per il facile passaggio delle frequenze di modulazione. Il condensatore di griglia schermo non deve essere superiore ai 2 000 picofarad.

Per la verifica della linearità e percentuale di modulazione è opportuno l'uso di un oscilloscopio.

MODULAZIONE A PORTANTE CONTROLLATA.

Si basa sul principio di variare la resa di uscita della valvola finale AF in corrispondenza all'ampiezza della tensione BF modulante. Ciò si ottiene generalmente mediante variazione della tensione di griglia schermo controllata dall'ampiezza della tensione BF.

La tensione di griglia schermo della finale AF è ottenuta da una valvola la cui tensione di polarizzazione di griglia controllo è ottenuta dalla rettificazione di una parte della tensione BF fornita dal modulatore, come indicato in fig. 9.17.

In assenza della tensione modulante, la tensione di griglia schermo della valvola finale AF è bassissima, e l'ampiezza della portante pressoché nulla. In presenza di tensione BF modulante, aumenta la tensione di polarizzazione della valvola di controllo, la cui resistenza interna aumenta in proporzione. In tal modo la corrente anodica della valvola diminuisce e diminuisce pure la caduta di tensione ai capi della sua resistenza di carico e si eleva la tensione di griglia schermo della finale AF con conseguente aumento dell'ampiezza della portante.

L'aumento dell'ampiezza della portante è proporzionale all'aumento dell'ampiezza della modulante; esse devono variare con la stessa legge. A tale scopo vi

è una resistenza regolabile sul catodo della valvola di controllo; un'altra resistenza variabile posta all'entrata della valvola di controllo serve per regolare la profondità di modulazione fino al 100%.

Per l'elevata potenza ricavabile dalla valvola finale AF con questo tipo di modulazione, esso si è notevolmente diffuso tra i dilettanti in questi ultimi anni. Nel capitolo seguente è illustrato un esempio di trasmettitore a portante controllata.

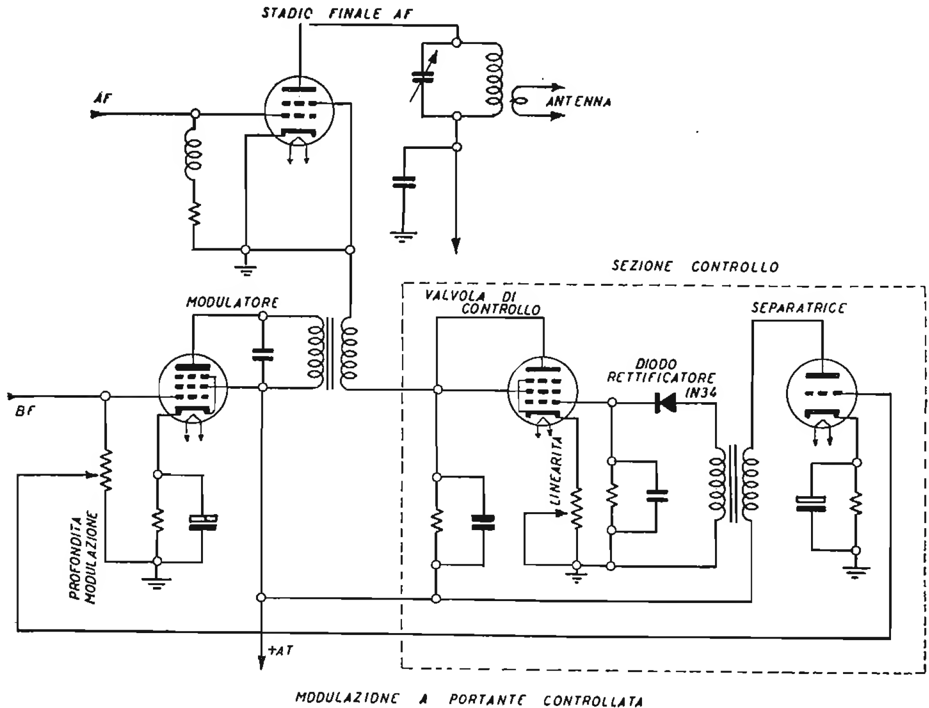


Fig. 9.17. - Esempio di modulazione a portante controllata.

Caratteristiche dello stadio finale di potenza.

POTENZA DI PILOTAGGIO. — Viene detta *potenza di pilotaggio* la potenza AF assorbita dal circuito di griglia controllo della valvola finale funzionante in classe C. Nei trasmettitori di piccola e media potenza è compresa tra 0,1 e 5 watt.

SENSIBILITÀ DI POTENZA DELLO STADIO FINALE. — Essa indica il rapporto tra la potenza output AF (assorbita dall'antenna e irradiata) e la potenza di pilotaggio. Per i trasmettitori di tipo medio tale sensibilità di potenza è dell'ordine di 80 per gli stadi finali con pentodi, e di circa 12 per quelli con triodi.

DETERMINAZIONE DELLA SENSIBILITÀ DI POTENZA. — È data dalla potenza output AF divisa per la potenza di pilotaggio di griglia.

Se, ad es., la output AF è di 35 watt e quella di griglia è di 0,46 watt, la sensibilità di potenza è di 80.

RENDIMENTO ANODICO. — Con tale termine si suole indicare il rapporto tra la potenza output e la potenza input. I termini *efficienza di conversione*, *efficienza di placca* e *rendimento anodico* hanno lo stesso significato e perciò si equivalgono.

Il rendimento anodico dipende da numerosi fattori, tra i quali la frequenza di lavoro; in generale esso decresce con l'aumentare della frequenza. È ad es. del 70 % a 7 MHz, mentre può scendere al 45 % a 28 MHz.

DETERMINAZIONE DEL RENDIMENTO ANODICO. — Qualora siano note la potenza output e la potenza input, il rendimento anodico è dato dalla potenza input diviso per la potenza output.

Se ad es. l'output è di 35 e l'input di 50 watt, il rendimento anodico è di 0,7, ossia del 70 %.

MISURA DELLA POTENZA OUTPUT. — Va fatta con uno strumento a termocoppia inserito nel circuito di antenna, oppure in serie ad una resistenza anti-induttiva in sostituzione dell'antenna, e dello stesso valore della impedenza della discesa di antenna che può essere di 75, 150 o 300 ohm. La lettura fornita dallo strumento va moltiplicata per se stessa e per la resistenza della discesa. Se ad es. l'antenna è alimentata con una linea di trasmissione di 75 ohm di impedenza e la lettura dello strumento è di 0,68 A, la potenza output è di $0{,}68^2 \times 75 = 35$ watt.

DISSIPAZIONE ANODICA MASSIMA. — La dissipazione anodica consiste in potenza convertita in calore. La valvola o le valvole finali possono sopportare il riscaldamento solo entro un certo limite; vi è un limite alla dissipazione anodica oltre il quale il riscaldamento risulta tale da causare il deterioramento delle valvole. Poiché la dissipazione anodica dipende a sua volta dal rendimento anodico e dalla potenza di alimentazione di placca, qualora le valvole finali funzionino con tensione e correnti tali da determinare dissipazione massima o vicino ad essa, il rendimento anodico non deve scendere sotto un certo *livello di sicurezza*.

Il rendimento anodico non è costante, ma varia notevolmente al variare della frequenza di lavoro; per una data valvola finale il rendimento può essere ad es. del 70 % alla frequenza di 7 MHz e può scendere al 40 % passando dalla frequenza di 7 a quella di 28 MHz. Si intende che la diminuzione del rendimento all'aumentare della frequenza dipende dal tipo di valvola; alcune valvole di vecchio tipo non sono adatte a funzionare a frequenze superiori ai 10 MHz, poiché il loro rendimento scende molto rapidamente oltrepassando tale frequenza. Particolari valvole consentono elevati rendimenti anche ad alcune centinaia di MHz. Le valvole finali di uso più comune funzionano con buon rendimento sino a frequenze che possono giungere a 30 ed a volte a 60 MHz.

All'aumentare della frequenza occorre diminuire la potenza di alimentazione anodica, diminuendo la tensione di lavoro, affinché, al diminuire del rendimento, la dissipazione di calore da parte della placca, non raggiunga valori pericolosi. Nel caso che la valvola funzioni in prossimità della *frequenza limite* di lavoro, cioè della frequenza per la quale il rendimento si avvicina a zero, è necessario che la potenza input non superi la dissipazione anodica della valvola.

CARICO E POTENZA DISSIPATA. — La dissipazione anodica supera il limite di sicurezza ogni qualvolta lo stadio finale viene privato del proprio carico, ad es. se il circuito accordato di placca viene posto fuori di sintonia; in tal caso il carico scende bruscamente a valore molto basso e di conseguenza la dissipazione anodica sale oltre il massimo ammissibile, con arrossamento della placca della valvola e conseguente pericolo di avaria. Per questa ragione i trasmettitori funzionano in condizioni normali di dissipazione anodica solo quando sono perfettamente accordati.

Durante le operazioni di messa a punto e di allineamento, i trasmettitori vanno perciò fatti funzionare con tensioni ridotte.

DATI DI FUNZIONAMENTO DI VALVOLA FINALE 807 CON MODULAZIONE DI PLACCA.

La valvola amplificatrice di potenza 807 viene fatta funzionare con 600 volt di placca, 275 volt di griglia schermo, — 90 di griglia controllo.

Alla sua entrata può essere presente la tensione AF di 115 volt. La corrente anodica ha inizio a — 50 volt di griglia e raggiunge 500 mA alla massima tensione positiva di griglia di 25 volt, ossia 115 — 90. In questo istante la tensione di placca è scesa da 600 a 90 volt, per caduta ai capi del carico anodico, costituito dal circuito accordato di placca. La potenza di entrata, ossia di pilotaggio è di 0,4 watt, quella di uscita è di 42,5 watt, per cui la sensibilità di potenza è di 42,5 : 0,4 = 100.

La resistenza di griglia è percorsa da una tensione continua e costante di 4 mA, dovuta alla rettificazione di griglia.

Il valore della resistenza di griglia è determinato dalla tensione continua di polarizzazione richiesta divisa per la corrente continua di griglia, ossia 90 : 0,004 = = 22 500 ohm.

Circuito accordato di placca.

Il circuito accordato presente all'uscita dello stadio finale ha il compito di costituire il carico della valvola o delle valvole finali, ed è accoppiato al circuito d'antenna. Consta di un condensatore variabile e di una induttanza fissa; il condensatore è di tipo particolare a lamine spaziate e arrotondate, adatto per sopportare le elevate tensioni anodiche generalmente in gioco, ed evitare la formazione di scariche ed effluvi; è generalmente a variazione lineare di capacità per consentire la facile determinazione delle costanti del circuito finale.

La bobina di induttanza è di tipo adatto per sopportare le elevate correnti a

radio frequenza. L'avvolgimento è generalmente con numero limitato di spire, con diametro notevole e argentate allo scopo di diminuire le perdite per effetto pelle. In generale la bobina si sostiene da sola ed è sistemata su basetta isolante munita di spinotti come negli esempi di fig. 9.18.

Per indicare il circuito accordato di placca è in uso il termine *circuito volano anodico* od anche quello di *circuito tank di placca.*

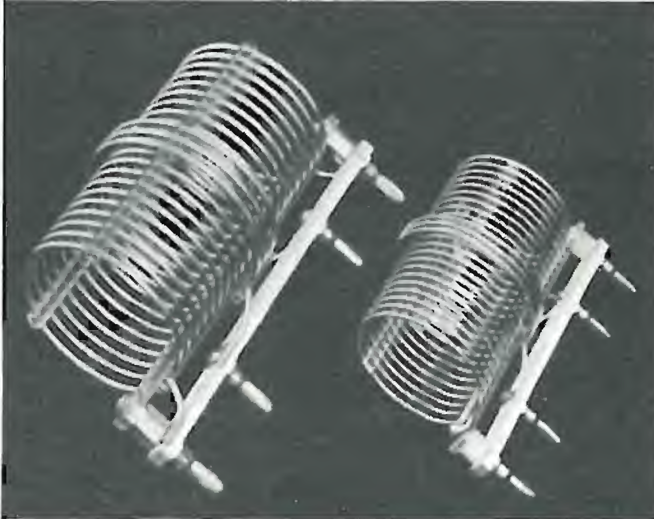


Fig. 9.18. - Esempi di bobine di induttanza per apparecchi trasmittenti. Dato il notevole spessore del filo, non è necessario alcun supporto. Le basette provviste di supporti sono di materiale ceramico.

INDUTTANZA E CAPACITÀ DEL CIRCUITO ACCORDATO DI PLACCA.

Affinché la potenza trasferita dal circuito anodico a quello di antenna sia massima, è necessario che il carico offerto dal circuito volano anodico sia almeno 10 volte superiore all'impedenza di carico ottima delle valvole.

A tale scopo è necessario anzitutto tenere basse le perdite del circuito volano con l'uso di supporti ceramici, conduttori argentati, razionale disposizione dei componenti nonché con adatto rapporto L/C del circuito accordato.

Per stabilire tale rapporto, è necessario anzitutto determinare la capacità totale del circuito, la quale consiste nella capacità residua (quella interelettrodica della valvola e quella aggiuntiva degli altri componenti) sommata alla capacità del variabile.

Essa risulta dal grafico di fig. 9.19, per l'uso del quale occorre stabilire il rapporto tra tensione anodica di alimentazione in volt e corrente di alimentazione in milliampere, nonché la frequenza di lavoro. Se ad es. il rapporto suddetto è di 4

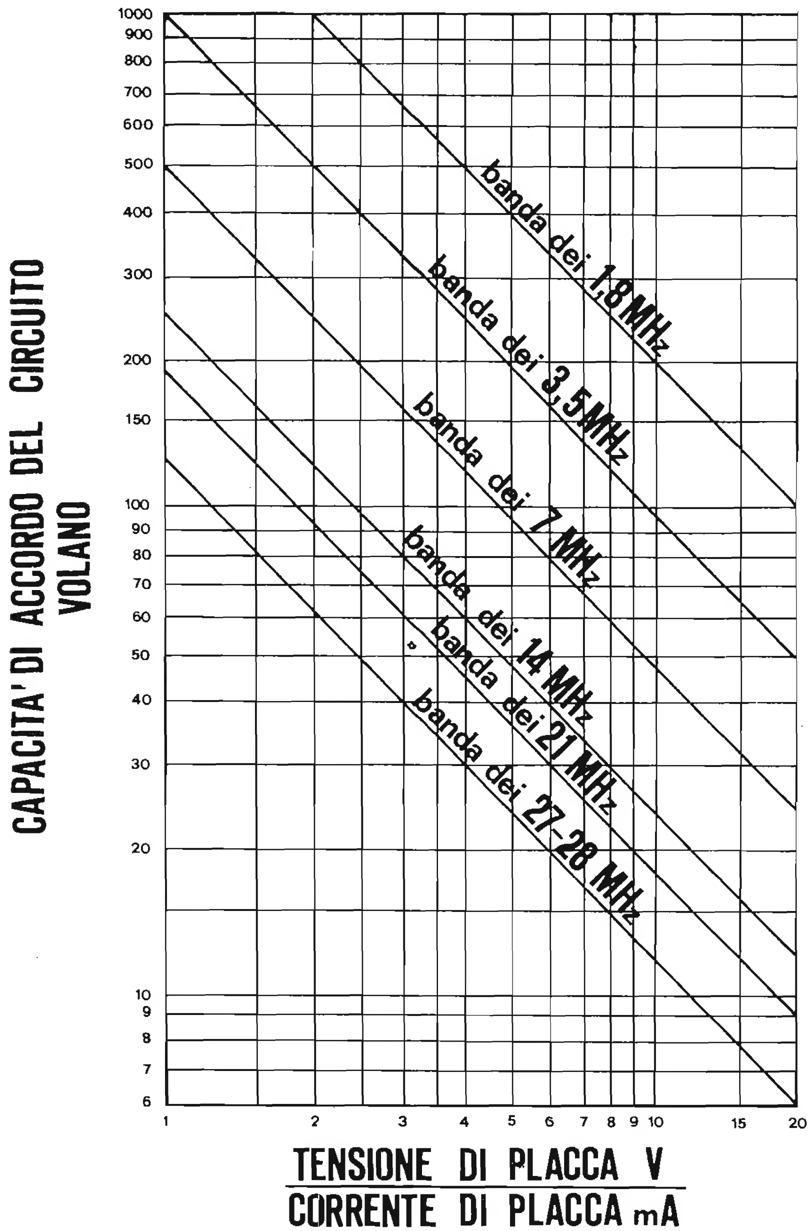


Fig. 9.19. - Grafico per la determinazione della capacità del circuito volano.

(400 V, 100 mA) e la frequenza di lavoro è di 14 MHz, la capacità che risulta dal grafico è di 60 pF. Nota la capacità del circuito, il valore dell'induttanza è quello necessario per la risonanza. Nell'esempio fatto essa è di:

$$L = \frac{25\,330}{f^2\,C} = \frac{25\,330}{14 \times 14 \times 60} = 2{,}15 \text{ microhenry}$$

Lo stesso risultato si ottiene utilizzando la formula pratica seguente:

$$\text{Capacità circuito anodico in pF} = \frac{12 \times \text{Lungh. d'onda in m} \times \text{Corr. anodica in mA}}{\text{Tensione anodica in V}}$$

Nel caso dell'esempio precedente risulta la capacità totale:

$$C = \frac{12 \times 20 \times 100}{400} = 60 \text{ picofarad}$$

Supponendo che la capacità residua sia di 15 pF, quella del variabile sarà di 45 pF.

Un altro esempio è il seguente: si cerchi la capacità del variabile per la frequenza di 28 MHz con una valvola che assorba, alla tensione di 700 volt, 70 mA. Dalla formula risulta:

$$C = \frac{12 \times 10 \times 70}{700} = 12 \text{ picofarad}$$

Supponendo la *capacità anodica* della valvola, cioè la capacità tra placca e catodo, sommata alle capacità residue del circuito, inferiore a quella trovata, è possibile realizzare le condizioni desiderate aggiungendo la capacità del variabile.

NUMERO DI SPIRE DELLA BOBINA. — Una volta stabilita l'induttanza richiesta, in base alla formula precedente, sono da determinare le dimensioni della bobina e il numero di spire.

Le dimensioni risultano da considerazioni di ordine pratico, ossia in dipendenza delle dimensioni dell'apparecchio, della potenza e degli eventuali supporti e basette disponibili.

Non è generalmente opportuno tener conto del fattore frequenza, perché per ragioni pratiche conviene dare la stessa dimensione a tutta la serie di bobine, sia per utilizzare lo stesso tipo di basette, sia per rendere più rapido il calcolo delle spire.

Stabilite ora le dimensioni, cioè diametro e lunghezza dell'avvolgimento in centimetri, il numero di spire risulta dalla seguente formula:

Numero di spire =

$$= \sqrt{\frac{3 \times \text{Diam. dell'avvolg. in cm} + 9 \times \text{Lungh. dell'avvolg. in cm} \times \text{Indutt. in } \mu\text{H}}{0{,}08 \times \text{Diametro dell'avvolgimento in cm}^2}}$$

Lo spessore del filo risulta determinato da due considerazioni: la potenza applicata e la frequenza; è tanto maggiore quanto maggiori sono la potenza e la fre-

quenza; aumenta con la potenza per limitare le perdite per resistenza, ed aumenta con la frequenza per ridurre gli inconvenienti dell'effetto pelle. Per frequenze basse, sino a circa 14 MHz, è usato filo di rame a sezione tonda, con o senza argentatura, mentre per frequenze più elevate è opportuno il tubetto di rame argentato.

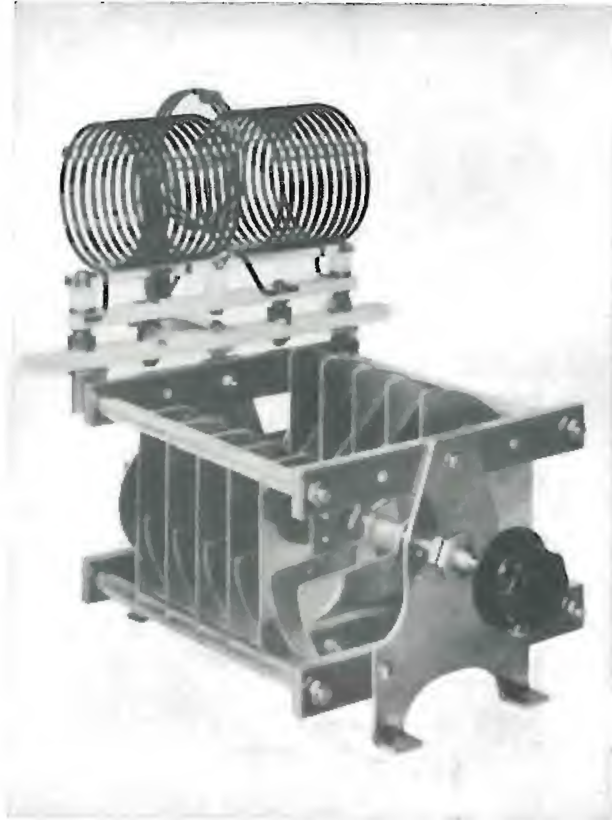


Fig. 9.20. - Circuito volano per stadio finale a due valvole in controfase. Il condensatore variabile è a forte spaziatura, e la bobina è a due sezioni; tra le due sezioni vi è la bobina di accoppiamento d'aereo.

Supponendo di dover realizzare la bobina dell'esempio precedente, la cui induttanza risultò essere di 2,15 μH, ed essendo la potenza di 40 watt, si possono stabilire le seguenti dimensioni: diametro 4 cm; lunghezza 8 cm.

Dalla formula risulta il numero di spire:

$$N = \sqrt{\frac{12 + 72}{1{,}28} \times 2{,}15} = 12 \text{ spire}$$

Resta da determinare il diametro del filo, il quale, data la potenza e la frequenza di 14 MHz, potrà essere scelto intorno ai due millimetri. Il diametro del filo ha valore di orientamento, in quanto può variare entro limiti abbastanza grandi senza notevole influenza sul rendimento.

In ogni caso, per limitare le perdite dielettriche, è bene che le basette siano di ceramica o di polistirolo (la bachelite, il plexiglas e gli altri materiali plastici diversi dal polistirolo sono meno adatti, specie per frequenze alte); è raccomandabile in mancanza di ceramica o di polistirolo, l'*ebanite*, che ha qualità dielettriche AF migliori del plexiglas. Un esempio di circuito accordato di placca costituito da un condensatore variabile e bobina per stadio finale in controfase, è quello riportato dalla fig. 9.20.

Per le gamme a frequenza più bassa si prestano bene i supporti ceramici a bassa perdita ad alette, mentre per le frequenze elevate è opportuno che gli avvolgimenti siano autosostenuti.

Quanto detto vale soprattutto per lo stadio finale. Le bobine degli stadi precedenti possono essere di filo più sottile e avvolte su supporti di tipo più comune. Fa eccezione però la bobina dell'oscillatore, la quale deve essere di ottima qualità e meccanicamente molto robusta, e ciò per evitare instabilità di frequenza.



Fig 9.21. - Gruppo di bobine commutabili mediante inseritore rotante, adatte per 5 gamme dilettantistiche e per potenza fino a 100 W.

Circuiti con transistor.

I vari circuiti di principio finora presi in esame in questo capitolo, sono stati illustrati con schemi impieganti tubi elettronici.

Anche se le valvole, proprio negli stadi trasmittenti sono state le più tenaci a resistere all'assalto dei semiconduttori, tuttavia, considerando che la sostituzione con transistor non varia che minimamente i circuiti fondamentali, qui di seguito viene

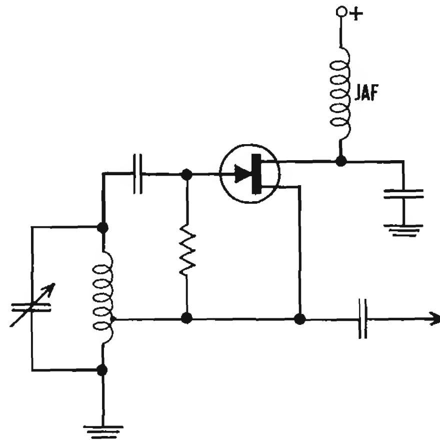


Fig. 9.22. - Oscillatore tipo Hartley a FET.

riportato qualche esempio d'impiego di transistor negli stadi oscillatori, pilota, amplificatori RF e finali.

La fig. 9.22 mostra uno stadio oscillatore tipo Hartley che impiega un transistor FET. In tal caso, data l'alta impedenza dei FET, i valori delle resistenze e delle capacità in gioco sono molto vicini a quelli dei circuiti a valvole.

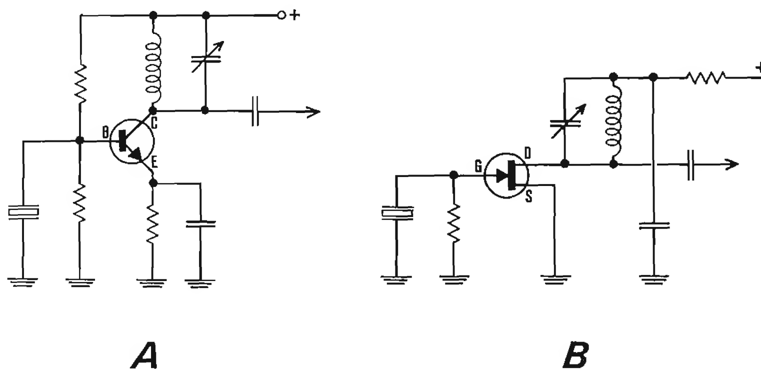


Fig. 9.23. - Oscillatori quarzati a transistor (A) e a FET (B).

Gli oscillatori a quarzo transistorizzati sono molto comuni e la fig. 9.23 ne riporta due esempi. È da notare in particolare la perfetta eguaglianza del circuito con FET con quello a valvola di fig. 9.8 C.

Con i nuovi MOSFET è possibile realizzare un circuito oscillante quarzato di tipo Colpitts, ricalcando i classici schemi a valvole.

Ne viene fuori il circuito di fig. 9.24.

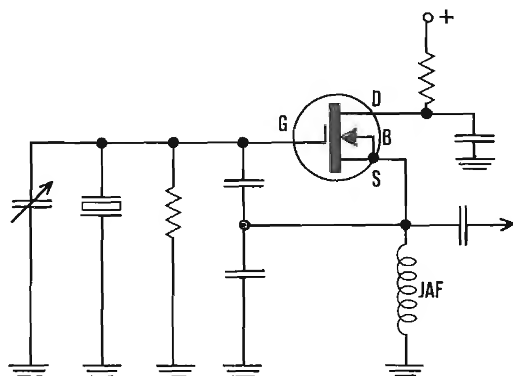


Fig. 9.24. - Oscillatore quarzato Colpitts a MOSFET.

La tensione RF viene prelevata dal Source con un condensatore. Il compensatore in parallelo al quarzo serve per tarare l'oscillatore alla esatta frequenza richiesta.

All'uscita dell'oscillatore, specie se di tipo variabile, è necessario uno stadio separatore-amplificatore, affinché lo stadio successivo non alteri le condizioni di funzionamento dell'oscillatore, pregiudicandone la stabilità. Così era con le valvole ed è tanto più necessario nel caso di circuiti a transistor; la fig. 9.25 riporta in *A* uno stadio separatore a due transistor bipolari al silicio con uscita a « emitter follower » ed in *B* uno stadio con MOSFET.

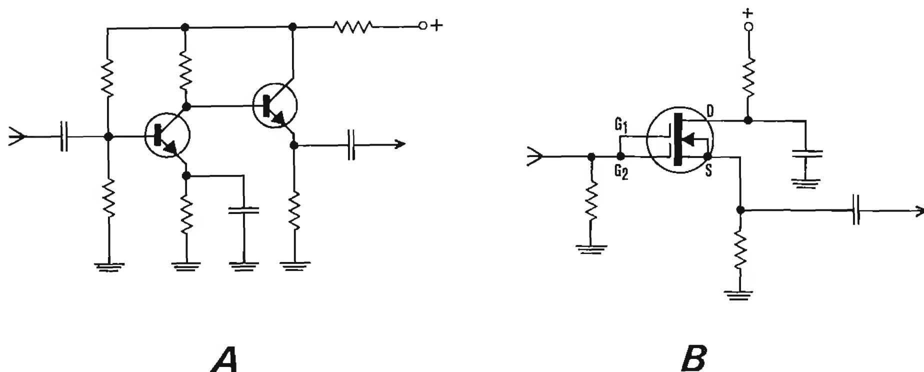


Fig. 9.25. - Stadi separatori a due transistor bipolari (A) e a MOSFET (B).

Lo stadio finale del trasmettitore è quello che meno si presta a essere equipaggiato con transistor in quanto, almeno oltre un certo livello di potenza, i tubi elettronici presentano vantaggi di costo, di robustezza ai disadattamenti di impedenza, di potenza di pilotaggio, di dissipazione.

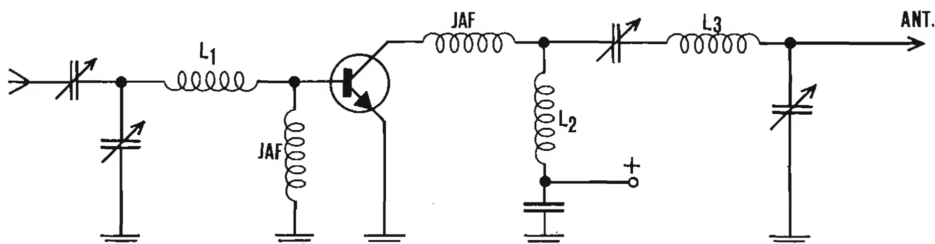


Fig. 9.26. - Stadio finale RF con transistor di potenza.

Comunque la tecnologia dei semiconduttori sta man mano conquistando anche quest'ultimo caposaldo delle gloriose valvole.

La fig. 9.26 dà un esempio di stadio finale con transistor, la cui modulazione è inserita nel punto indicato col segno +.

Il circuito finale RF di fig. 9.27 prevede invece anche la modulazione dello stadio pilota. Si nota infatti che l'alimentazione dei due stadi va congiuntamente al modulatore.

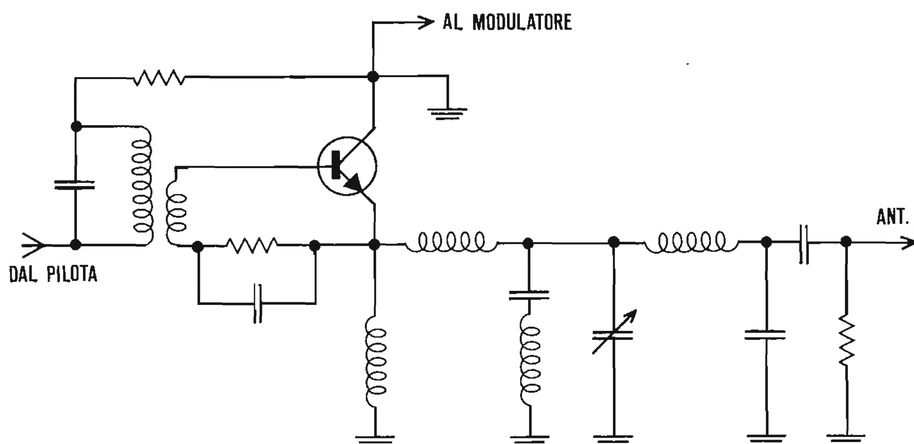


Fig. 9.27. - Stadio finale transistorizzato, con modulazione dello stadio pilota e finale.

Gli accoppiamenti ed il pi-greco finale sono classici.

Dopo aver preso in esame i singoli stadi che compongono l'apparato trasmittente, è bene riprendere sott'occhio lo schema a blocchi del trasmettitore.

La fig. 9.28 mostra lo schema più semplice di trasmettitore: all'oscillatore segue l'amplificatore finale RF che viene modulato dall'amplificatore BF.

Secondo questo schema di principio può essere realizzato un trasmettitore di minima potenza, ma se si vuole ottenere maggior potenza in uscita occorre interporre tra oscillatore e finale uno stadio amplificatore, detto pilota. Lo stadio pilota ha il compito di elevare la tensione RF generata dall'oscillatore al valore necessario per pilotare lo stadio finale.

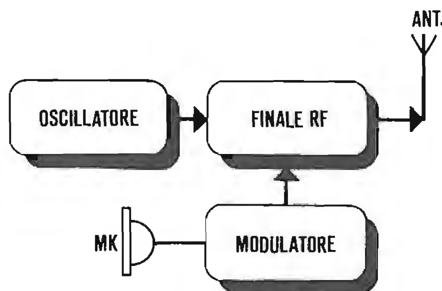


Fig. 9.28. - Schema a blocchi di semplice trasmettitore.

L'amplificatore BF può allora modulare il solo stadio pilota, come in fig. 9.29, oppure entrambi gli stadi pilota e finale, come in fig. 9.30.

In quest'ultimo schema a blocchi appare un nuovo stadio, chiamato amplificatore, che segue l'oscillatore. Oltre che amplificare il segnale RF questo stadio ha l'importante compito di separare lo stadio oscillatore dai successivi per non influenzarlo, caricandolo eccessivamente.

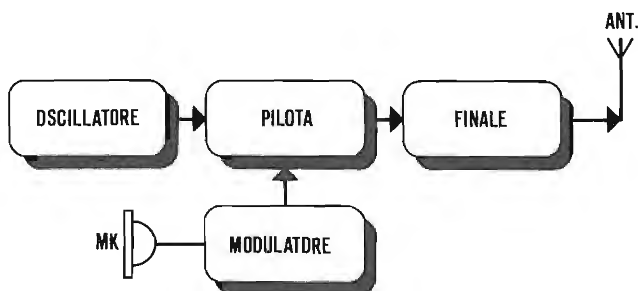


Fig. 9.29. - Schema a blocchi di trasmettitore a quattro stadi.

Infatti spesso è chiamato *separatore*.

Gli schemi fin qui illustrati si riferiscono a trasmettitori con emissione modulata in ampiezza. Nel caso della modulazione di frequenza è possibile modulare la tensione RF appena prodotta dall'oscillatore quarzato mediante un *modulatore di fase*. La frequenza modulata che si ottiene ha un valore molto inferiore a quella che si vuole in uscita e vi si arriva perciò con vari stadi moltiplicatori (vedasi fig. 9.31).

Il vantaggio in tal caso è dovuto alla minima potenza richiesta all'amplificatore BF per modulare un trasmettitore anche di notevole potenza.

La fig. 9.32, infine, riporta lo schema a blocchi di trasmettitore per SSB.

Anche qui l'amplificatore BF, di piccola potenza, va a modulare la tensione RF all'uscita dell'oscillatore, generalmente quarzato. Il modulatore è però di tipo spe-

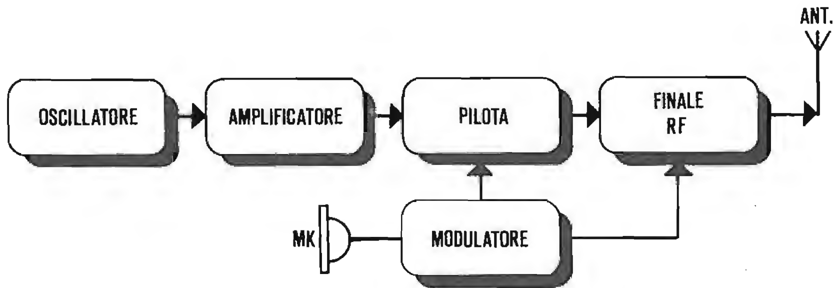


Fig. 9.30. - Schema a blocchi di classico trasmettitore AM.

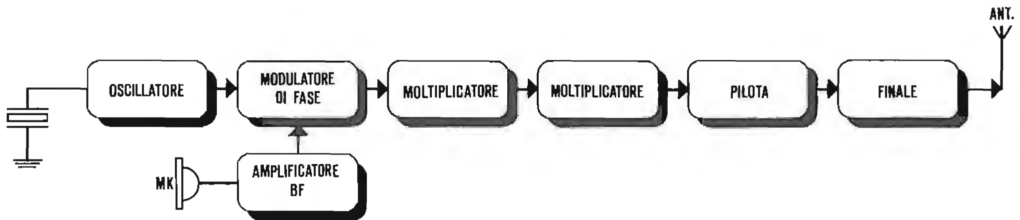


Fig. 9.31. - Schema a blocchi di trasmettitore FM.

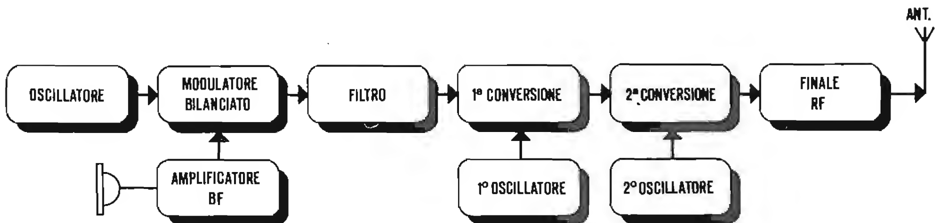


Fig. 9.32. - Schema a blocchi di trasmettitore per SSB.

ciale, cioè bilanciato. Segue il filtro che ha il compito di eliminare una delle due bande laterali. Si ottiene così un segnale in SSB modulato. Occorre ora portarlo alla frequenza richiesta. Ciò non può essere ottenuto con stadi moltiplicatori di frequenza perché introdurrebbero notevoli distorsioni nel segnale che è già modulato in ampiezza. Si ricorre allora alla conversione di frequenza.

Un primo oscillatore, variabile, produce un segnale variabile entro la gamma di frequenza richiesta; un secondo oscillatore, infine, questo però quarzato, converte il segnale al valore delle varie frequenze di lavoro.

Oscillazioni parassite.

Nei trasmettitori possono talvolta prodursi oscillazioni a particolari frequenze, indipendenti da quelle di lavoro, e tali da disturbare notevolmente il loro funzionamento. Possono essere continue o intermittenti, a frequenza acustica o a frequenza molto elevata.

Sono dette *oscillazioni parassite* o *oscillazioni spurie*; è pure in uso il termine generico di *parassiti*.

È molto facile che tali oscillazioni parassite si formino negli stadi dei trasmettitori, data la presenza in essi di intensi campi elettromagnetici dovuti alle elevate correnti AF di lavoro. Causa principale è la capacità interelettrodica della valvola che accoppia il circuito di entrata con quello di uscita provocando l'autoscillazione dello stadio. Parassiti a frequenza molto elevata si producono in circuiti risonanti che si possono formare tra componenti, o tra un componente e il relativo collegamento; ad es. un condensatore di disaccoppiamento ed il suo reoforo. Parassiti a frequenza udibile possono generarsi per battimento tra la frequenza di trasmissione e le oscillazioni parassite.

La presenza di oscillazioni spurie è resa evidente dalle note acustiche di frequenza e intensità variabili che accompagnano la sintonia del trasmettitore, e da irregolare indicazione degli strumenti di controllo. La verifica può anche venir fatta con un radioricevitore controllando la purezza della modulazione telefonica in trasmissione, la stabilità della frequenza di trasmissione, la eventuale presenza di fischiettamenti che accompagnano i picchi di modulazione.

CAPITOLO DECIMO

L'ANTENNA

Definizione.

L'antenna è definita come il dispositivo terminale del trasmettitore capace di trasformare la tensione RF con cui è alimentata, in onde elettromagnetiche che irradia nello spazio. Nel caso di antenna ricevente il processo è inverso, cioè l'antenna capta onde elettromagnetiche e le trasforma in tensione oscillante che convoglia all'ingresso del ricevitore.

In trasmissione è di importanza fondamentale il guadagno, l'adattamento di impedenze, la giusta polarizzazione, la corretta installazione dell'antenna. Se l'impianto d'antenna è efficiente, sono sempre assicurati ottimi collegamenti anche con piccole potenze, mentre un cattivo rendimento dell'antenna è sempre causa di incerti collegamenti, spreco di energia, danni al trasmettitore.

Antenna di Hertz.

Il più semplice e diffuso tipo di antenna è il dipolo hertziano, detto anche antenna a semionda. È costituito da un solo filo teso orizzontalmente o verticalmente, e di lunghezza corrispondente a 0,475 volte la lunghezza d'onda di trasmissione. I trasmettitori funzionanti su 14 MHz pari a 21 metri con antenna a dipolo sono perciò provvisti di antenna lunga circa 10 metri.

La tensione AF applicata all'antenna a dipolo si distribuisce lungo il conduttore in modo che risulta massima ai due estremi e minima al centro; ai due estremi la polarità della tensione si inverte ad ogni ciclo. La corrente AF è distribuita lungo l'antenna in modo da risultare in quadratura di fase rispetto alla tensione; agli estremi dell'antenna l'intensità della corrente è minima, ed è massima al centro, come illustrato in fig. 10.1.

Si suol dire che al centro vi è un *ventre di corrente* ed un *nodo* a ciascun estremo; per la tensione avviene l'inverso, ossia vi è un nodo al centro ed un ventre a ciascun estremo.

Una estremità dell'antenna può essere collegata direttamente al trasmettitore, e in tal caso viene detta antenna ad *alimentazione diretta.* Poiché però è necessario

che l'antenna sia sufficientemente elevata dal suolo e distanziata da eventuali ostacoli, l'antenna di questo tipo è usata solo in alcuni casi.

L'antenna è collegata al trasmettitore con una discesa, detta *linea di trasmissione*, la quale non fa parte dell'elemento irradiante. Suo scopo essenziale è di trasferire

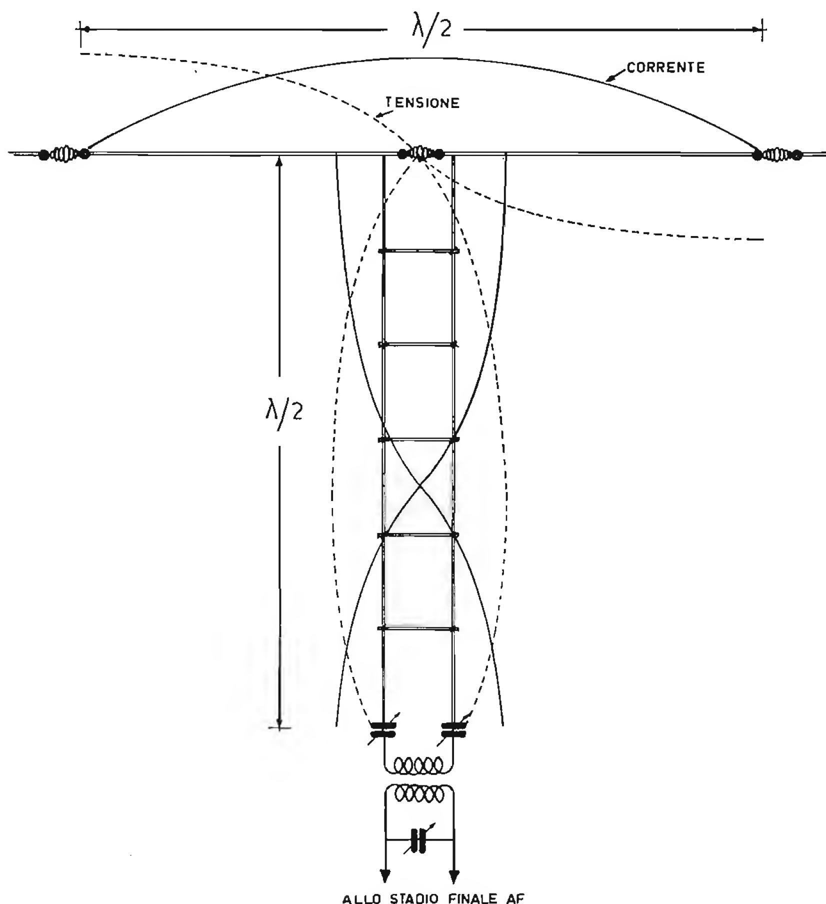


Fig. 10.1. - Distribuzione dell'onda di corrente e dell'onda di tensione lungo l'elemento radiante e la linea di trasmissione di una antenna di tipo Levy.

l'energia AF del trasmettitore all'elemento irradiante con minima perdita; non deve perciò nè dissipare nè irradiare energia AF. È opportuno che la discesa sia collegata in un punto del sistema irradiante in cui vi sia un ventre di corrente, ossia al suo centro; risulta così ridotto l'irradiamento della discesa.

Tipi di linee di trasmissione.

Vi sono due diversi modi di realizzare la linea di trasmissione affinché trasferisca all'antenna la totalità dell'energia AF:

a) linea sintonizzata;
b) linea aperiodica.

La *linea sintonizzata* è costituita da due fili conduttori paralleli o coassiali, dei quali uno solo è collegato ad una estremità dell'elemento irradiante, come in fig. 10.2: è questa l'antenna Zeppelin, assai diffusa tra i dilettanti per la facilità di impiego sulle armoniche. Come indica la figura, il secondo filo è collegato ad un capo della bobina di antenna, mentre non è collegato dal lato dell'elemento irradiante. Lungo

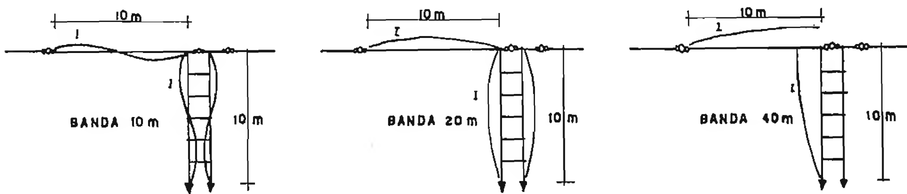


Fig. 10.2. - Distribuzione dell'onda di corrente lungo l'antenna Zeppelin alle bande di 10, 20 e 40 m.

i due fili la tensione è in opposizione di fase; in ciascun punto di essi la tensione è di ampiezza eguale e di polarità inversa; il campo elettromagnetico attorno ai due conduttori si elide e l'irradiazione dell'energia AF è in tal modo evitata.

Come indica la figura, lungo la discesa è presente un certo numero di quarti d'onda; nel punto in cui la discesa è collegata all'elemento irradiante vi è un massimo di tensione AF, ossia vi è *un ventre di tensione.*

È detta linea sintonizzata, essendo la discesa, assieme all'antenna, accordata con un condensatore variabile in parallelo o in serie alla bobina di antenna. I due fili della discesa sono distanziati tra di loro di circa 10 cm con adatti isolatori.

L'altro sistema per evitare l'irradiazione dell'energia AF, consiste nell'usare una *linea aperiodica.* Mentre lungo la linea sintonizzata la tensione e la corrente sono in quadratura di fase, lungo la linea aperiodica sono invece in fase. Il rapporto tra la tensione e la corrente è quindi costante lungo tutta la linea. Tale rapporto viene detto impedenza della discesa.

Lungo l'elemento irradiante la tensione e la corrente sono in quadratura di fase, per cui il rapporto tra la tensione e la corrente, ossia l'impedenza, non è costante in tutti i suoi punti, ma varia da un massimo di 2 400 ad un minimo di 50 ohm.

Il trasferimento dell'energia AF dalla linea di alimentazione dell'elemento irradiante è massimo quando la linea è collegata ad un punto dell'elemento irradiante, nel quale il rapporto tensione-corrente è eguale al rapporto tensione-corrente lungo la linea; ossia quando le due impedenze sono dello stesso valore.

Se, ad es., l'impedenza della linea è di 72 ohm, essa va collegata al centro del dipolo irradiante, dato che in questo punto il rapporto tensione-corrente è sempre 72.

La linea di trasmissione può essere di foggia diversa e variare a seconda del costruttore; l'impedenza è chiaramente indicata e può essere di 52, 75, 150 e 300 ohm.

Costruttivamente la linea di trasmissione è bifilare, e nella maggioranza dei casi ha la forma di un cavo schermato, e viene chiamata cavo *coassiale*.

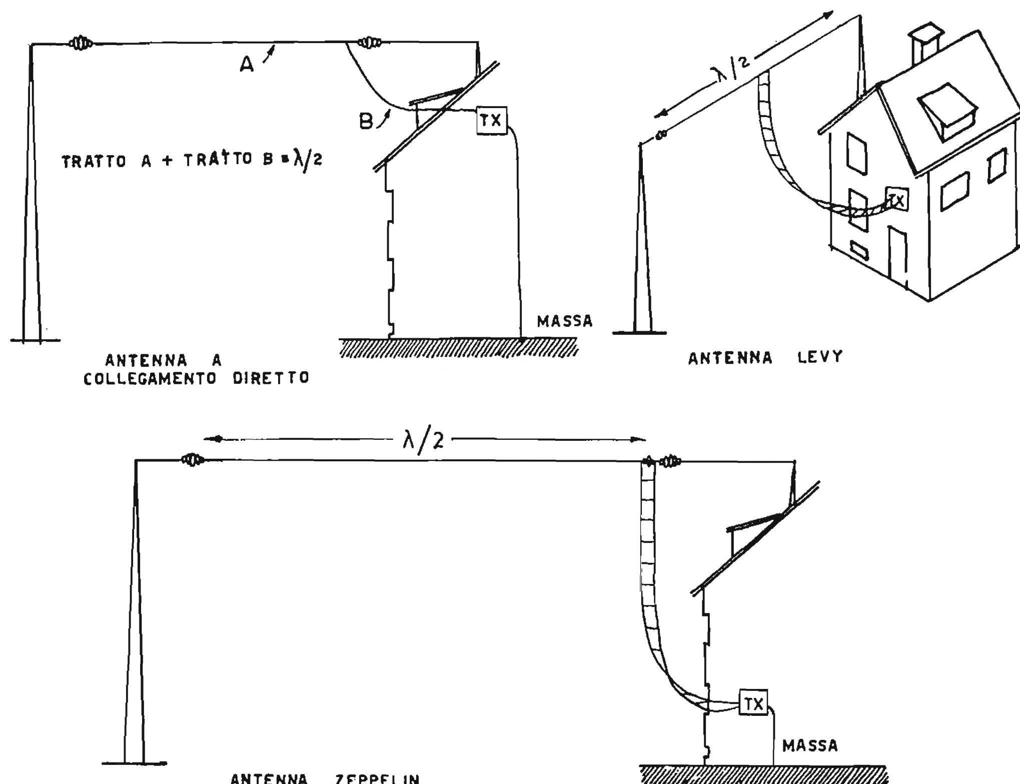


Fig. 10.3. - Esempi di realizzazione pratica di antenne trasmittenti relative a tre diverse posizioni del trasmettitore.

Il cavo coassiale.

Il cavo coassiale è quello più comunemente usato in trasmissione in quanto è di più semplice messa in opera, risulta isolato dai disturbi esterni, ed ha caratteristiche più costanti nel tempo.

Consiste di un conduttore centrale in trecciola di rame ricoperto di uno strato di dielettrico di spessore direttamente dipendente dall'impedenza caratteristica.

Una calza di fili di rame intrecciati riveste il dielettrico e forma il secondo conduttore. Il tutto è protetto esternamente da guaina isolante.

Molti sono i tipi di cavo coassiale, i quali differiscono tra loro per potenza massima e per impedenza caratteristica.

Vi è ad esempio il tipo RG8 di 52 Ω con 1 000 W di potenza massima ammissibile e 2 dB di attenuazione a 100 MHz; il tipo RG58 che alla stessa frequenza presenta 250 W e 6 dB rispettivamente; l'RG59 di 73 Ω, della stessa potenza dell'RG58, ma con 3,4 dB di attenuazione.

Al posto del conduttore bifilare è possibile utilizzare un solo filo conduttore per la linea di alimentazione. Il rapporto tensione corrente, ossia la sua impedenza, è di 400 ohm, qualora esso si trovi in posizione verticale rispetto al suono. Va collegato ad una distanza dal centro dell'elemento irradiante, corrispondente ad un settimo della lunghezza dell'elemento stesso.

Alcuni esempi di realizzazione pratica di antenne trasmittenti sono illustrati in fig. 10.3.

Direttività dell'antenna hertziana.

L'energia AF non viene irradiata uniformemente intorno all'antenna hertziana, ma è distribuita verso particolari direzioni a seconda del rapporto tra la lunghezza d'onda di trasmissione e quella dell'elemento irradiante e della presenza di ostacoli circostanti.

Un esempio di distribuzione teorica di energia AF di una antenna orizzontale a dipolo è disegnato in *A* di fig. 10.4. La diffusione avviene sfericamente per cui i due lobi di figura vanno visti nello spazio tridimensionale intorno all'elemento irradiante. L'irradiamento è massimo nel senso normale dell'antenna, ossia a 90° dal suo asse ed è nullo nel senso della sua lunghezza.

Nel caso di antenna ad onda intera, i lobi di propagazione diventano quattro, come in *B* di figura, ossia vi sono quattro sensi massimi di irradiazione.

In C è illustrato un esempio di direzionalità di antenna lunga due volte la lunghezza d'onda; i lobi maggiori sono ancora quattro ai quali sono aggiunti altri quattro minori.

L'antenna a semionda viene usata per collegamenti a grande distanza in direzioni determinate, verso le quali è orientata; le antenne ad onda intera e ad onda doppia sono usate per collegamenti a breve distanza, per trasmissioni non direttive.

ANTENNE AD ALTA DIRETTIVITÀ.

È possibile eliminare parzialmente uno dei lobi di irradiazione del dipolo a vantaggio dell'altro con l'aggiunta di un *elemento riflettore* costituito da un'asticciola metallica posta parallela all'elemento irradiante e sul suo stesso piano, distante 0,2 volte la lunghezza d'onda di trasmissione. La lunghezza del riflettore è quella dell'elemento irradiante più il 15 %.

Per aumentare ulteriormente la caratteristica di direzionalità dell'antenna può venir posto un secondo elemento all'altro lato dell'elemento irradiante; esso è leggermente più corto e viene detto *elemento direttore*.

Gli elementi aggiunti al dipolo non sono direttamente alimentati, per cui possono essere elettricamente isolati. L'antenna di questo tipo è perciò chiamata *antenna ad elementi parassiti*, *antenna yagi*, o anche *rotary beam*.

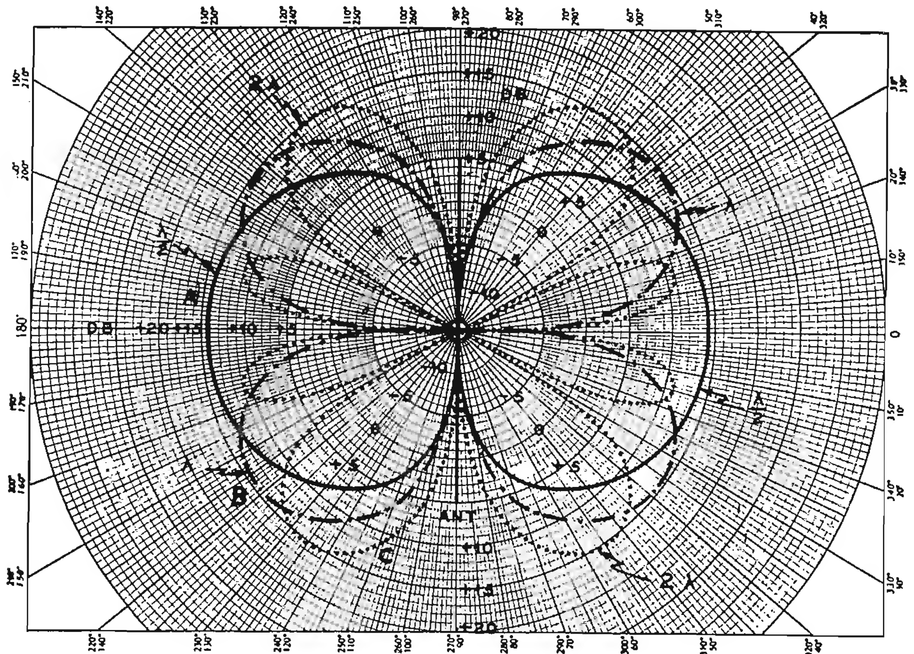


Fig. 10.4. - Lobi di direttività di antenna a dipolo, con risonanza in fondamentale e su armoniche.

ANTENNA DIRETTIVA A TRE ELEMENTI ADR3.

Un esempio di antenna direttiva a tre elementi è la Fantini mod. ADR3 per bande decametriche (vedasi fig. 10.6 *A*).

Copre le bande radiantistiche dei 10, 15 e 20 m, con possibilità di pretaratura per fonia o grafia.

Le caratteristiche tecniche sono:

— guadagno = 7,5 dB;
— rapporto avanti-indietro = 25/30 dB;
— impedenza = 52 Ω;
— potenza ammissibile massima = 500 W in AM 1 kW in SSB;
— dimensioni = 7,84 × 3,68 m;
— peso = 9 kg circa.

Per ridurre l'ingombro i tre elementi sono caricati ed i caricatori (trappole) sono costituiti di filo di rame argentato avvolto su supporti isolanti (vedasi fig. 10.5).

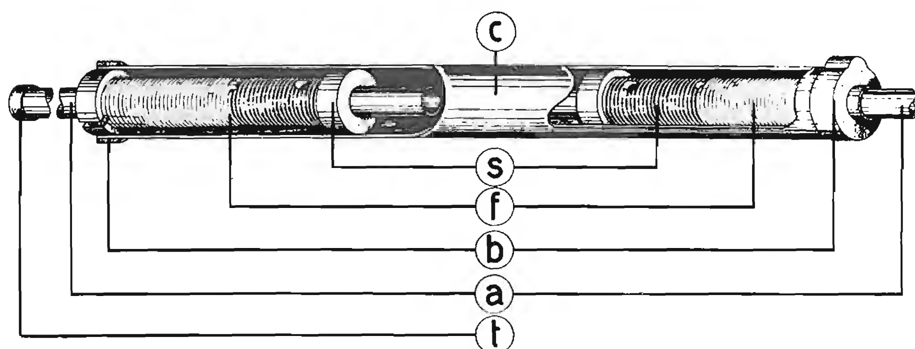


Fig. 10.5. - Spaccato di caricatore dell'antenna a tre elementi ADR3.

c) Contenitore del caricatore.
s) Supporto-bobina in dielettrico speciale.
f) Filo argentato ø 1 mm.
b) Boccola in plastica para-acqua.
a) Anima del caricatore in due parti.
t) Tappo di plastica.

ANTENNE OMNIDIREZIONALI.

Molti altri tipi di antenne sono state costruite per soddisfare le più svariate esigenze e adattarle ai diversi usi e frequenze.

Tra quelle più comunemente usate dai dilettanti vi è senza dubbio lo *stilo verticale caricato*, per montaggio su mezzi mobili (fig. 10.6 *B*) e la *ground plane*

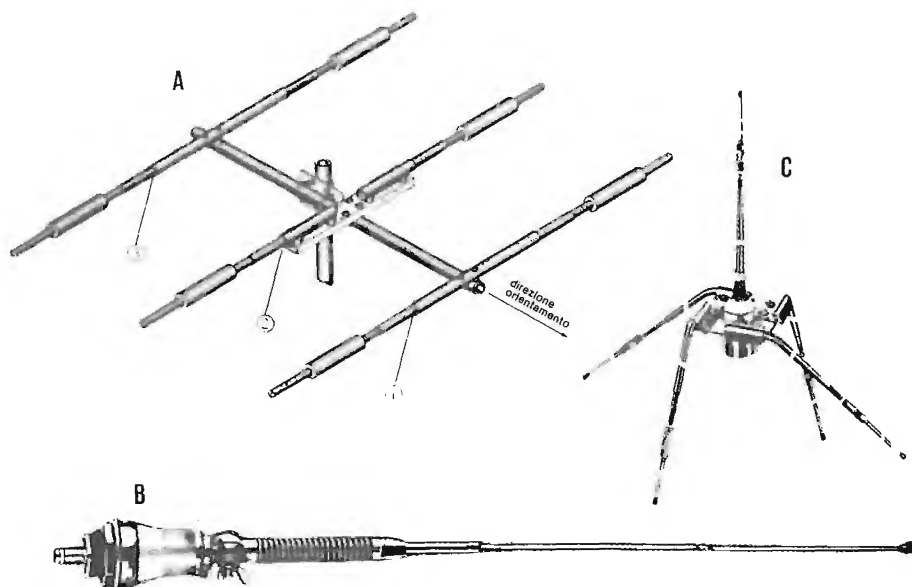


Fig. 10.6. - Tipi più comuni di antenne per trasmissione:
A = Direttiva a tre elementi (Fantini) - B = stilo verticale - C = ground plane in $\lambda/4$ (Caletti).

in quarto d'onda per installazioni fisse (fig. 10.6 C). Si tratta di antenne omnidirezionali aventi impedenza caratteristica di 52 Ω.

ADATTAMENTO D'IMPEDENZA.

Con un adattatore d'impedenza è possibile utilizzare una linea di alimentazione d'impedenza caratteristica diversa da quella del sistema irradiante nel punto di collegamento.

Con un adattatore d'impedenza è possibile ad es. collegare una linea di 300 ohm di impedenza al centro di una antenna in cui l'impedenza è di 72 ohm.

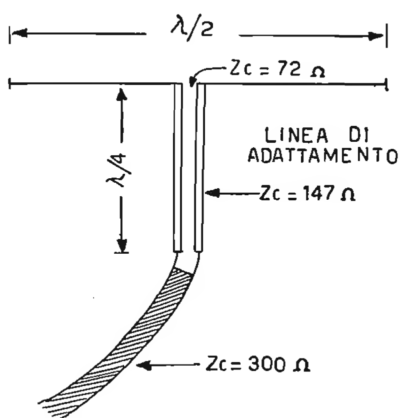


Fig. 10.7. - Esempio di adattatore a quarto d'onda per collegare una linea di 300 ohm ad un dipolo di 72 ohm.

L'adattatore di impedenza può essere di diverso tipo. Quello con linea a quarto d'onda, con trasformatore AF, con linea a delta, con linea a T, ed altri.

Il più noto è l'adattatore con linea a quarto d'onda che consiste di un tratto di linea bifilare di lunghezza corrispondente alla quarta parte della lunghezza d'onda di trasmissione.

Se, ad es., la frequenza di trasmissione è di 14 MHz, pari a 21 metri, e se la linea di trasmissione è quella comune di 300 ohm di impedenza, da collegare al centro di un dipolo semplice, con l'impedenza di 72 ohm, è necessario collegare tra il dipolo e la linea un tratto di conduttore bifilare o di cavo coassiale, la cui impedenza caratteristica è di:

$$\text{Impedenza caratteristica dell'adattatore} = \sqrt{\text{Impedenza linea} \times \text{Impedenza aereo}} =$$

$$= \sqrt{300 \times 72} = 147 \text{ ohm},$$

e della lunghezza di 21 m : 4 = 5,25 metri.

CAPITOLO UNDICESIMO

ESEMPI DI APPARECCHI TRASMITTENTI PER DILETTANTI

Il radiomicrofono.

Il radiomicrofono (vedasi fig. 11.2) è la più semplice forma di apparato capace di trasmettere segnali a mezzo di onde elettromagnetiche.

La fotografia di fig. 11.1 mostra l'aspetto reale di uno dei più semplici apparecchi di questo tipo, che trova posto entro la custodia di un microfono a stilo. Dallo

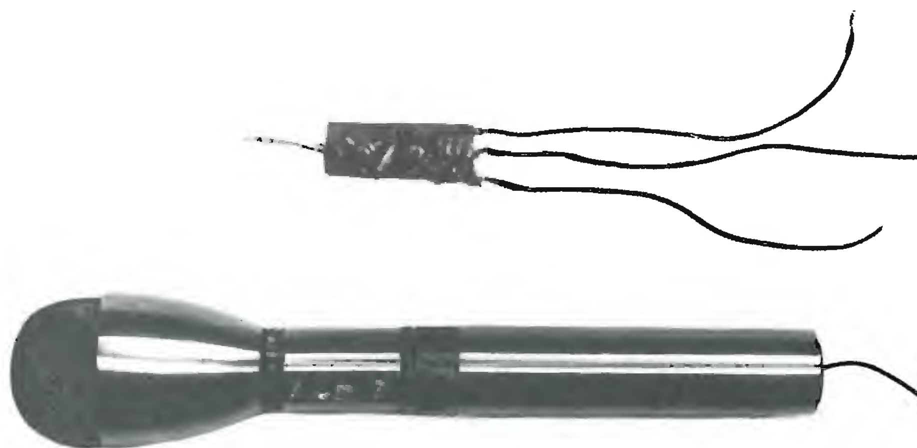


Fig. 11.1. - Radiomicrofono a condensatore.

schema elettrico si nota che l'alimentazione è a soli 1,5 V e la modulazione è ottenuta direttamente da una capsula microfonica a condensatore elettrete.

La portata è ovviamente limitata a qualche decina di metri, ma ha il vantaggio del minimo ingombro e peso, e di richiedere un'antenna minuscola.

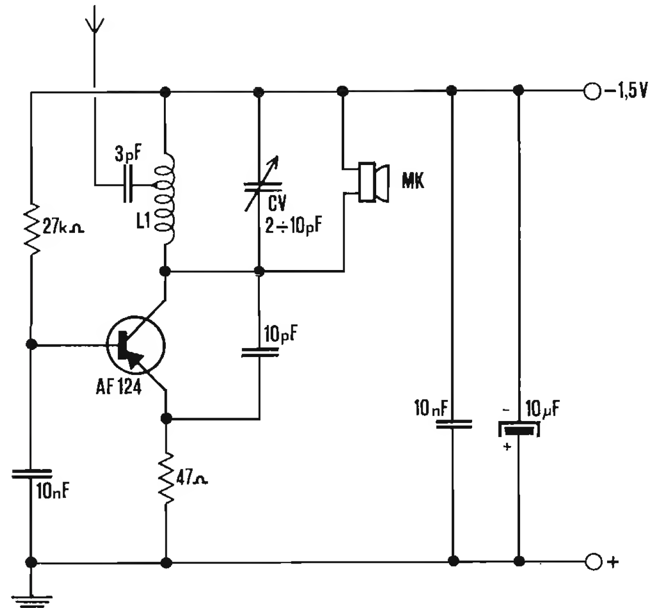


Fig. 11.2. - Schema elettrico di radiomicrofono alimentato a 1,5 V.



Fig. 11.3. - Basetta a montaggio ultimato del radiomicrofono FM.

Lo spezzone di filo flessibile che fa da antenna, visibile nella foto, può essere addirittura eliminato, nel qual caso funge da antenna l'operatore stesso che tiene in mano la parte inferiore dello stilo. La bobina L1 consiste di tre spire e mezza di filo argentato di un millimetro di diametro. La presa per il condensatore d'antenna è a una spira e mezza verso il negativo dell'alimentazione. Le spire vanno distanziate per portare l'emissione in frequenza. Posto nelle vicinanze un ricevitore FM acceso, si regola il compensatore a vite fino a centrare un punto della gamma privo di stazioni.

Lo schermo dell'AF124 non va collegato.

La disposizione dei pochi componenti sulla minuscola basetta di vetroresina è visibile in fig. 11.3. Da un lato fuoriescono tre terminali: i due esterni vanno alla pila a stilo da 1,5 V e quello centrale costituisce l'antenna. Il filo che spunta dal lato opposto va al microfono.

Trasmettitore da 2 W in antenna sui 27 MHz.

Con due soli transistor nello stadio trasmittente e quattro nel modulatore è possibile realizzare un trasmettitore da 2 W d'uscita adatto alla Citizen's Band. L'alimentazione richiesta è di 20 Vcc.

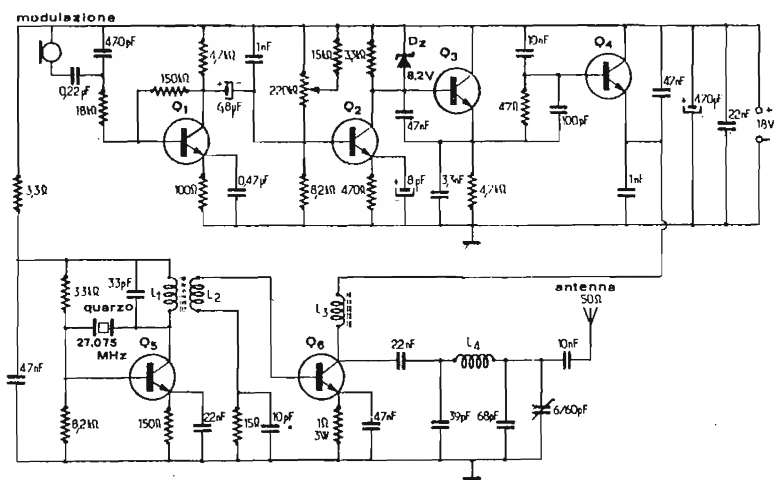


Fig. 11.4. - Schema di trasmettitore da 2 W sui 27 MHz (Da « c. q. elettronica »).

Lo stadio modulatore è molto curato e impiega i seguenti transistor:

2N3392 (Q1) - preamplificatore BF;
2N2926 (Q2 e Q3) - amplificatore adattatore;
2N1484 (Q4) - modulatore.

L'oscillatore quarzato è servito dal transistor 2N2219A (Q5) in circuito Pierce, accoppiato induttivamente al finale 2N3553. Quest'ultimo è in contenitore TO-5 e va

convenientemente raffreddato con aletta dissipatrice, come il modulatore. La bobina L1 è di 12 spire affiancate di filo rame smaltato Ø 0,6 mm avvolte su supporto di Ø 8 mm, con nucleo. L2 è un link di due spire. L3 è una VK200 Philips. Infine L4 è composta di 13 spire di filo rame Ø 1 mm, spaziate, su Ø 1 cm. La taratura è abbastanza semplice. Si connette all'uscita con wattmetro RF o, in mancanza di questo, una lampadina da 12 V/100 mA e si dà tensione all'apparecchio. Si regola prima il nucleo di L1, poi il compensatore del pi-greco finale per la massima uscita (o la massima luminosità della lampadina). Questa operazione va fatta col potenziometro di 220 kΩ ruotato al massimo. A taratura eseguita, ruotando il potenziometro in senso antiorario, l'uscita deve diminuire per tornare massima sui picchi di modulazione. Se la taratura è stata eseguita bene, sull'emittore del transistor Q4 si deve misurare la tensione di circa 9÷10 V in assenza di modulazione.

Logicamente, al posto dell'unico quarzo indicato a schema, può essere inserita un'intera serie di quarzi con inserimento a commutatore per coprire i vari canali CB.

Trasmettitore da 4 W sui 2 metri.

La fig. 11.5 illustra la parte trasmittente di un apparato per radioamatori operante sulla frequenza di 144 MHz.

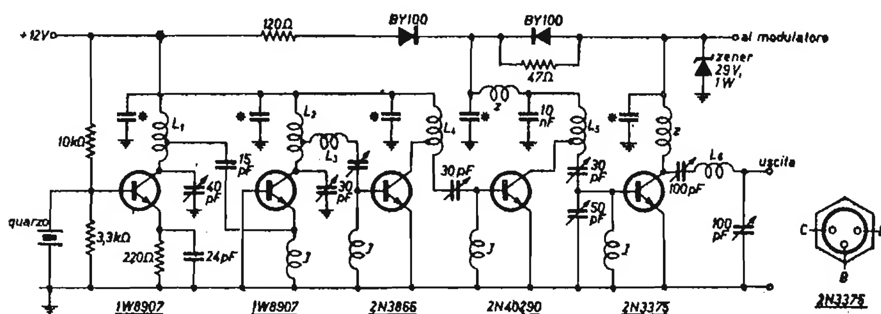


Fig. 11.5. - Trasmettitore da 4 W sui 2 m (Da « c. q. elettronica »).

Le caratteristiche sono:

frequenza: 144÷146 MHz;
uscita: 4 W;
alimentazione: 12 Vcc;
impedenza d'antenna: 52÷75 Ω.

Ecco i dati delle bobine:

L1 = 5 spire spaziate filo rame Ø 0,8 mm su Ø 8 mm con presa a metà;
L2 = 3 spire spaziate stesso filo e diametro di L1;

L3=3 spire spaziate stesso filo di L1, ma su Ø 5 mm con presa a 1 spira lato freddo di L2;

L4=come L2;

L5=3 spire spaziate Ø 1 mm su Ø 7 mm con presa per collettore a una spira lato caldo;

L6=3 spire spaziate filo Ø 1,8 mm su Ø 10 mm;

Z =10 spire serrate filo 0,4 mm su Ø 5 mm;

J =VK200 Philips.

I condensatori segnati a schema con asterisco sono passanti da 1 000 pF.
Il quarzo è a 72 MHz overtone.

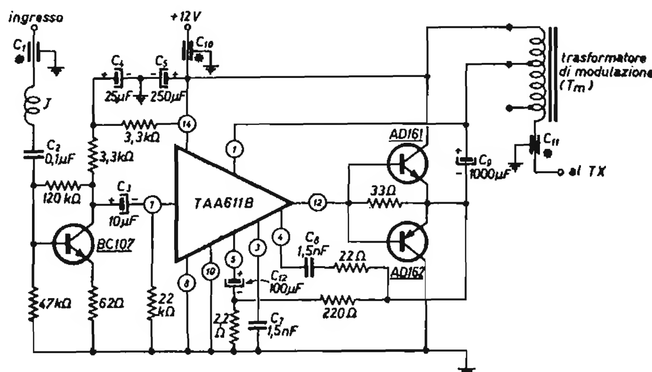


Fig. 11.6. - Schema di modulatore per trasmettitore da 4 W.

Il transistor pilota e il finale sono adeguatamente alettati.
È richiesto un modulatore di 5 W di potenza.

La fig. 11.6 riporta lo schema di quello proposto nel progetto, molto semplice e compatto. Impiega un BC107 come preamplificatore del segnale proveniente dal microfono piezoelettrico, un integrato TAA611B ed una coppia di complementari AD161/AD162.

Trasmettitore ad una valvola, di media potenza, per collegamenti in telegrafia.

Con segnali telegrafici è possibile stabilire collegamenti a grande e grandissima distanza, persino con gli antipodi, utilizzando un trasmettitore ad una sola valvola più la raddrizzatrice, realizzabile con componenti di costo limitato, e due valvole del tipo comunemente usato negli apparecchi radio.

Lo schema di un trasmettitore di questo tipo, è riportato dalla fig. 11.7. La valvola può essere una 6L6G oppure una 807 o 6TP. La raddrizzatrice è una 5U4.

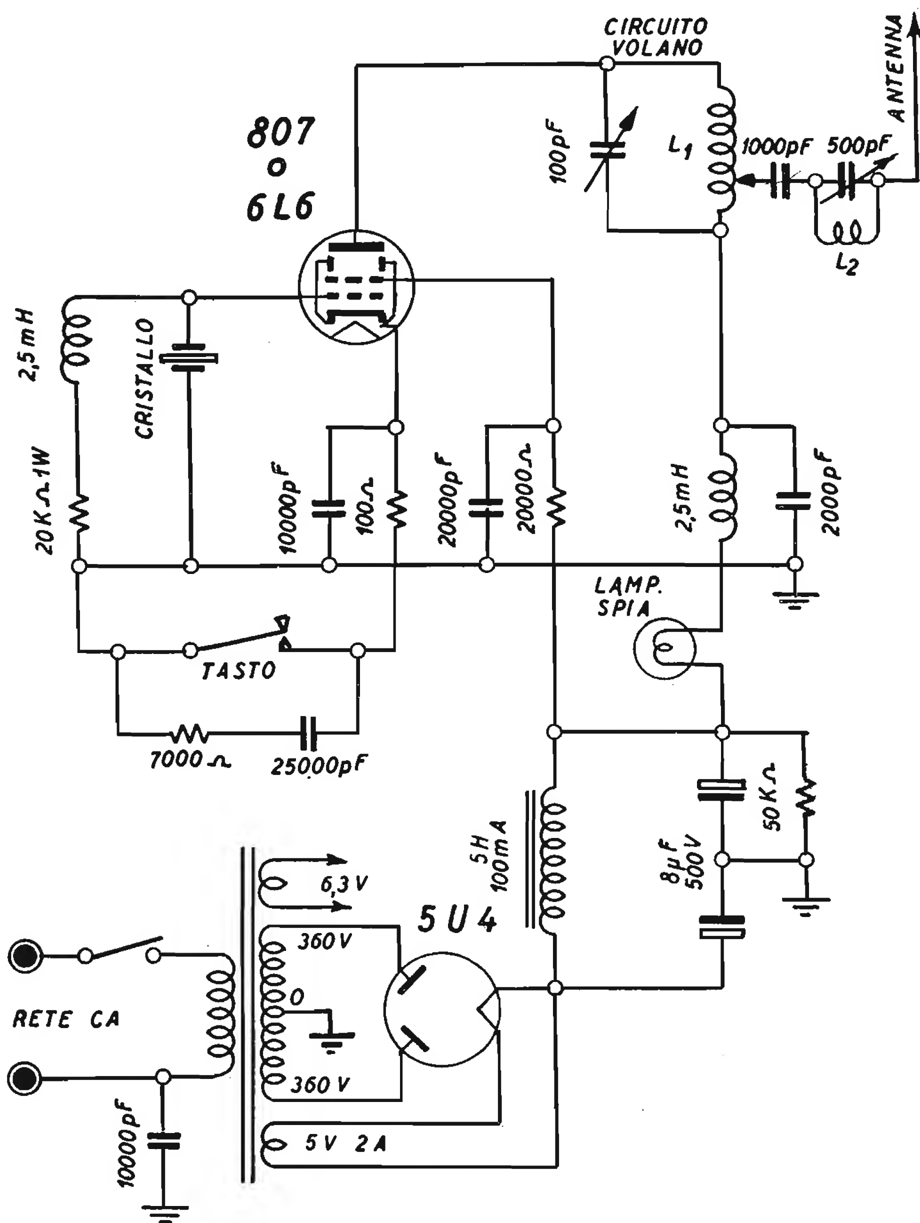


Fig. 11.7. - Schema di piccolo trasmettitore per trasmissioni in grafia della potenza di circa 20 W.

I circuiti accordati sono tre: quello di griglia consiste del cristallo piezoelettrico in parallelo con una impedenza AF di 2,5 millihenry; quello di placca consiste del circuito volano formato da un condensatore variabile di 100 picofarad, a lamine spaziate e dalla bobina L1; infine il circuito accordato di antenna consiste di un condensatore variabile in parallelo alla bobina L2.

Il trasmettitore può funzionare sulle bande dilettantistiche degli 80, 40 e 20 metri, sostituendo il cristallo e la bobina volano.

L'impiego del cristallo di quarzo è indispensabile in trasmettitori di questo tipo, dato che l'emissione telegrafica richiede una notevole stabilità di frequenza, difficilmente ottenibile con la sola valvola autoeccitata; gli svantaggi dovuti all'impiego del cristallo di quarzo consistono nella necessità di possedere numerosi cristalli a frequenze molto prossime per poter effettuare piccoli spostamenti di frequenza in ciascuna banda di trasmissione (sempre necessari date le possibili interferenze con altre emittenti); altro svantaggio risiede nel pericolo di incrinature del quarzo, specie nelle bande dei 20 metri. Per evitare questo secondo inconveniente occorre effettuare la messa a punto con una certa rapidità ed evitare di far funzionare il trasmettitore senza il carico di antenna.

Il circuito di antenna è accoppiato al circuito volano con un condensatore a mica di 1000 pF ad una presa della bobina L1, da effettuare con una bocca di coccodrillo. Il variabile del circuito accordato di antenna è di 500 pF, allo scopo di evitare la sostituzione della bobina e consentire l'accordo di qualsiasi spezzone di filo in funzione di antenna. I risultati migliori si ottengono però, con l'antenna lunga circa 8 metri nella banda dei 20 metri e di circa 17 metri nelle altre due bande.

L'alimentatore è di tipo normale, con valvola raddrizzatrice a due semionde 5U4; la tensione alternata applicata alle sue placche è di 360 volt. È necessario un trasformatore di tensione da 70 watt con secondario AT da 2 × 360 volt 100 mA, un secondario BT 5 volt 2 A ed un altro a 6,3 volt 2 ampere.

Per il circuito volano sono necessarie tre bobine; quella per la banda degli 80 metri consiste di 25 spire di filo nudo da 1,5 mm distanziate di 1,5 mm su supporto ceramico del diametro di 5 centimetri; quella per la banda dei 40 metri differisce dalla precedente per avere 16 spire; infine quella per la banda dei 20 metri è di 10 spire, stesso filo, con spire distanziate di 3 millimetri. La bobina di antenna a multibande consiste di 10 spire, di filo e supporto come le precedenti.

MESSA A PUNTO.

I collegamenti di placca e di griglia vanno effettuati con filo nudo, preferibilmente argentato di due millimetri, e devono essere quanto più brevi possibile. La solidità delle connessioni e delle saldature va verificata accuratamente a trasmettitore spento. Va approntata una sonda-spira, come per il trasmettitore precedentemente descritto, che va accoppiata alla bobina del circuito volano. L'antenna e il relativo circuito vanno staccati dalla bobina volano.

Va chiuso l'interruttore della rete-luce e dopo due minuti va abbassato il

tasto telegrafico; la lampadina funzionante da spia e da fusibile da 6,3 volt 100 milliampere, inserita nel circuito di placca, si accende in dipendenza della corrente di placca; in condizioni normali raggiunge una luminosità media. Va regolato il condensatore variabile volano sino a mettere in risonanza i circuiti di griglia e di placca.

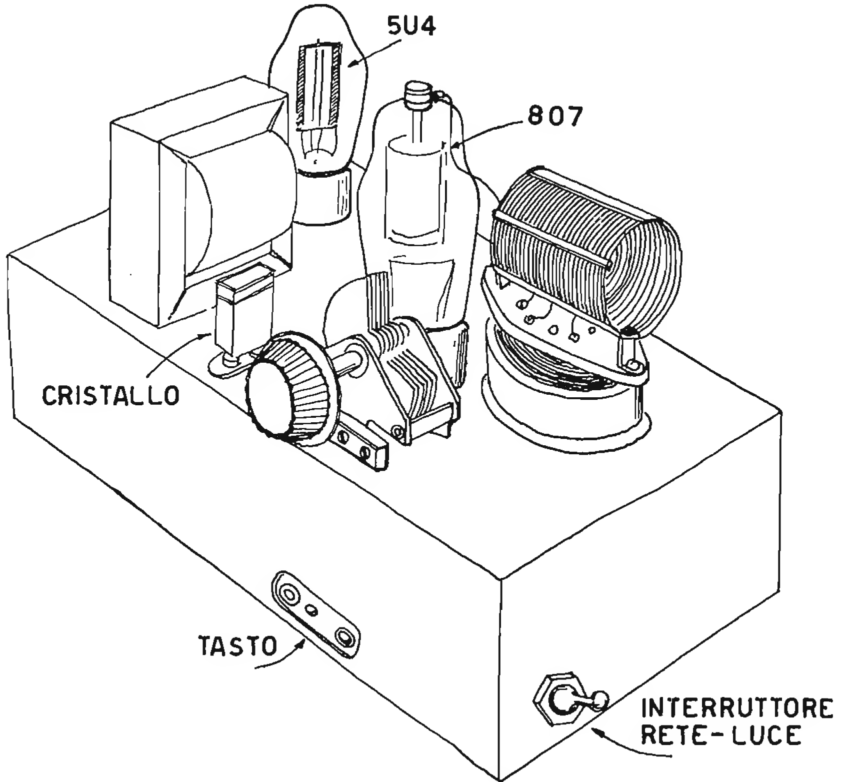


Fig. 11.8. - Esempio di disposizione delle parti componenti del trasmettitore di cui la figura precedente.

Alla risonanza si verifica l'innesco del cristallo e l'entrata in oscillazione della valvola; ciò è accompagnato dalla brusca accensione della lampadina sonda e dalla diminuzione di luminosità di quella in serie al circuito di placca. A questo punto spegnere il trasmettitore, alzare il tasto e collegare la bocca di coccodrillo ad un terzo circa della bobina volano. Riaccendere il trasmettitore e dopo due minuti rialzare il tasto. Legare al filo di antenna una lampadina al neon, regolare il condensatore variabile di antenna sino a determinare la massima luminosità della lampadina al neon. L'accoppiamento tra i circuiti di antenna e volano è necessario sia il massimo possibile, corrispondente alla massima luminosità della lampadina al neon; esso è ottenuto

spostando gradatamente la bocca di coccodrillo verso la placca della valvola; oltrepassato l'accoppiamento massimo ammissibile, la valvola cessa di oscillare e si spengono le lampadine al neon e quella della sonda-spira. Ad ogni variazione di accoppiamento va ritoccata la posizione dei due condensatori variabili.

Gli spostamenti della bocca di coccodrillo vanno fatti a trasmettitore spento, data l'elevata tensione anodica presente.

Ultimata la messa a punto e liberato il tasto, si potranno effettuare le prime chiamate CQ per circa 3 minuti, per poi passare alla ricezione sulla stessa frequenza di lavoro.

Trasmettitore da 5 W in CB.

Un apparato di buone prestazioni, progettato all'insegna della semplicità e dell'economia è quello di cui la fig. 11.9 riporta lo schema.

Il comunissimo 2N1711 svolge il ruolo di oscillatore quarzato nel classico circuito Pierce; seguono pilota e finale che sono due transistor 2N5320. L1 è di otto spire di filo smaltato Ø 0,3 su supporto Ø 6 mm con nucleo.

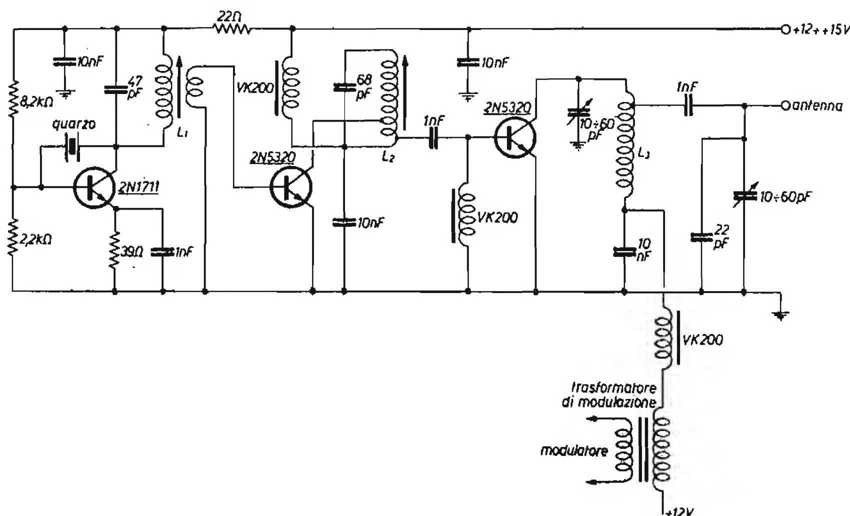


Fig. 11.9. - Schema elettrico di trasmettitore da 5 W in CB (Da « c. q. elettronica »).

L'accoppiamento col pilota avviene mediente link di due spire dello stesso filo. L2 è formata da 11 spire di filo argentato di 1 mm su supporto Ø 7 mm con nucleo. La presa per il collettore è a 2,5 spire e quella per il finale a mezza spira, stesso lato.

La bobina L3 è infine di 12 spire di filo argentato Ø 1 mm su supporto Ø 8 mm senza nucleo: la presa per antenna è a 1,5 spire dal collettore. Il finale è collegato al modulatore e alla alimentazione attraverso il trasformatore di modulazione.

Semplice trasmettitore da 10 watt.

La fig. 11.10 riporta lo schema di un trasmettitore che per la ridotta potenza e per le sue caratteristiche circuitali e costruttive, appartiene alla categoria dei trasmettitori adatti per coloro che si iniziano alla tecnica delle trasmissioni dilettantistiche. Oltre ad essere di costruzione relativamente facile, in quanto funziona con tre sole valvole e precisamente una oscillatrice 6C4, una finale AF 6BQ6 ed una modulatrice 6AQ5, è anche di facile messa a punto degli stadi AF, poiché è provvisto di una sola bobina di accordo, a presa variabile.

STADIO OSCILLATORE.

La bobina è una sola per il fatto che il trasmettitore utilizza l'oscillatore tipo Pierce, senza alcun circuito sintonizzato. La frequenza di lavoro è determinata dal cristallo di quarzo inserito tra la placca e la griglia della valvola oscillatrice 6C4.

La frequenza di trasmissione può essere compresa nella gamma dai 10 agli 80 metri, nelle cinque bande di trasmissione dilettantistiche, ossia 10, 20, 40 e 80 metri. Tutte le cinque bande possono essere ricoperte con due soli cristalli, uno per gli 80 metri e l'altro per i 20 metri. Le bande minori sono ottenibili con duplicazione di frequenza.

STADIO FINALE.

La modulazione è di tipo Heising, ottenuta mediante una impedenza di modulazione a nucleo di ferro, la quale è nello stesso tempo impedenza di carico della valvola modulatrice 6AQ5. La tensione BF presente ai capi dell'impedenza di modulazione viene trasferita alla griglia schermo della valvola finale tramite un condensatore di 0,1 microfarad con in parallelo una resistenza di 10 000 ohm. L'impedenza di modulazione è simile a quella del filtro livellatore, ossia è di 10 henry, adatta per 120 milliampere.

La valvola finale è una 6BQ6 funzionante in classe C con 300 volt di placca e 140 volt di griglia schermo; la tensione di polarizzazione è proporzionale alla tensione AF applicata all'entrata della valvola, ossia dipende dalle caratteristiche di lavoro della valvola oscillatrice 6C4. In condizioni normali di eccitazione essa è di — 50 volt.

Affinché in nessun caso la tensione di polarizzazione abbia a scendere sotto un valore minimo corrispondente alla massima corrente anodica sopportabile dalla valvola, tra il catodo della stessa e massa vi è una resistenza di protezione di 100 ohm, 2 watt.

Il *circuito volano* consiste di due condensatori variabili a comando separato, uno di 300 pF per l'accordo del circuito di placca ed uno di 500 pF per l'accordo del circuito di antenna.

La bobina d'antenna a presa variabile consiste di 20 spire, filo rame da 1,5 mm, diametro 5 cm, presa di spira in spira.

L'accoppiamento tra il circuito volano e quello di antenna è di tipo Collins, detto

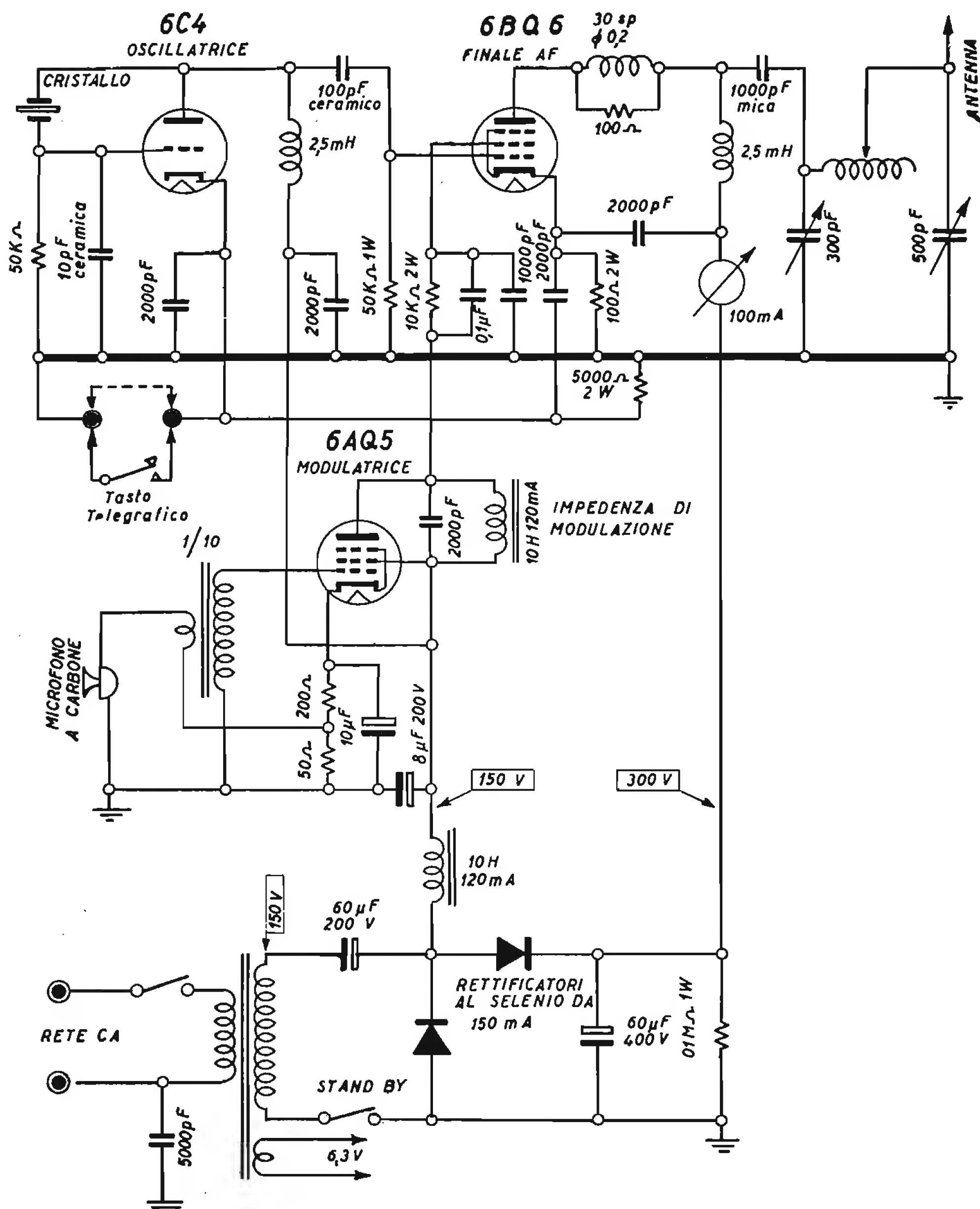


Fig. 11.10. - Schema di trasmettitore di 10 W in fonia con modulazione del tipo a griglia schermo. Può venir usato anche per trasmissioni in grafia e con potenza di circa 20 W.

anche a pi-greco; l'energia AF viene trasferita da un circuito all'altro mediante un quadripolo di adattamento.

Per evitare che l'operatore abbia a venire a diretto contatto con la tensione anodica nello spostare la presa della bobina, il circuito accordato è accoppiato alla placca della valvola mediante un condensatore di 1 000 pF a mica.

Una impedenza ad alta frequenza di 30 spire di filo smaltato da 0,2, avvolta intorno ad una resistenza di 100 ohm, 1 watt, sopprime eventuali oscillazioni spurie.

ALIMENTATORE.

È del tipo a duplicazione di tensione ad una semionda con due rettificatori a selenio da 150 milliampere. Il trasformatore di tensione è provvisto di un solo secondario AT a 150 volt, e di un secondario BT a 6,3 volt.

Alla duplicazione di tensione provvedono due condensatori elettrolitici da 60 µF; la tensione anodica di 150 volt per la valvola oscillatrice e modulatrice è prelevata da uno dei condensatori, mentre quella di 300 volt per la valvola finale è prelevata da ambedue gli elettrolitici.

MESSA A PUNTO.

Con l'interruttore dell'anodica aperto, controllare la normale accensione dei filamenti. Chiudere l'interruttore e controllare la corrente di placca della valvola 6BQ6 mediante il milliamperometro del trasmettitore; tale corrente è di circa 90 milliampere. Inserire il cristallo ed osservare se in tal modo si produce una leggera diminuzione della corrente di placca, dovuta all'entrata in funzione dell'oscillatore.

Chiudere completamente il condensatore di antenna ed agendo sul numero delle spire e sulla posizione del secondo condensatore variabile ricercare l'accordo sulla frequenza di trasmissione indicato con una brusca diminuzione di corrente.

Procedere quindi alla messa in onda, con la manovra simultanea dei due condensatori variabili. Aprire lentamente quello di antenna e osservare l'indice del milliamperometro il quale segnerà un aumento; nello stesso tempo regolare la posizione del condensatore variabile di placca in modo da far deflettere l'indice del milliamperometro di quanto possibile. Ripetere l'operazione varie volte sino ad ottenere il corretto adattamento che è raggiunto quando l'indice del milliamperometro segna la normale corrente anodica di lavoro di 50 milliampere.

Con l'aiuto di un radioricevitore controllare l'emissione e la frequenza di trasmissione, cosa questa opportuna per evitare l'errore di trasmettere su una frequenza armonica.

È necessario un cristallo per ciascuna frequenza di trasmissione, ossia per ciascuna banda. È opportuno anche disporre di un certo numero di cristalli a frequenza prossima, per poter variare leggermente la frequenza di trasmissione onde evitare possibili interferenze con altre trasmittenti.

Per collegamenti in grafia togliere il ponticello di cortocircuito ed inserire al suo posto il tasto. La potenza può venir aumentata sino a circa 20 watt alla quale corrisponde la corrente di lavoro di 70 milliampere.

Trasmettitore da 10 watt, con modulazione anodo-griglia schermo.

La modulazione ad alto livello, ossia di anodo e di griglia schermo è considerata la più efficiente, ed è quella che presenta il vantaggio di non richiedere elaborate messe a punto. Il trasmettitore descritto è da 10 watt. La sezione ad alta frequenza è assai semplice; consiste di un triodo 6J5 in funzione di oscillatore Clapp a frequenza variabile. La finale di potenza è una 807. L'uscita è a pi greco. L'apparecchio è progettato per funzionare a frequenze basse, le più basse, è perciò che i due condensatori variabili C12 e C13 sono di capacità elevata, 200 e 500 pF, rispettivamente. Lo schema della sezione alta frequenza è quello di fig. 11.11.

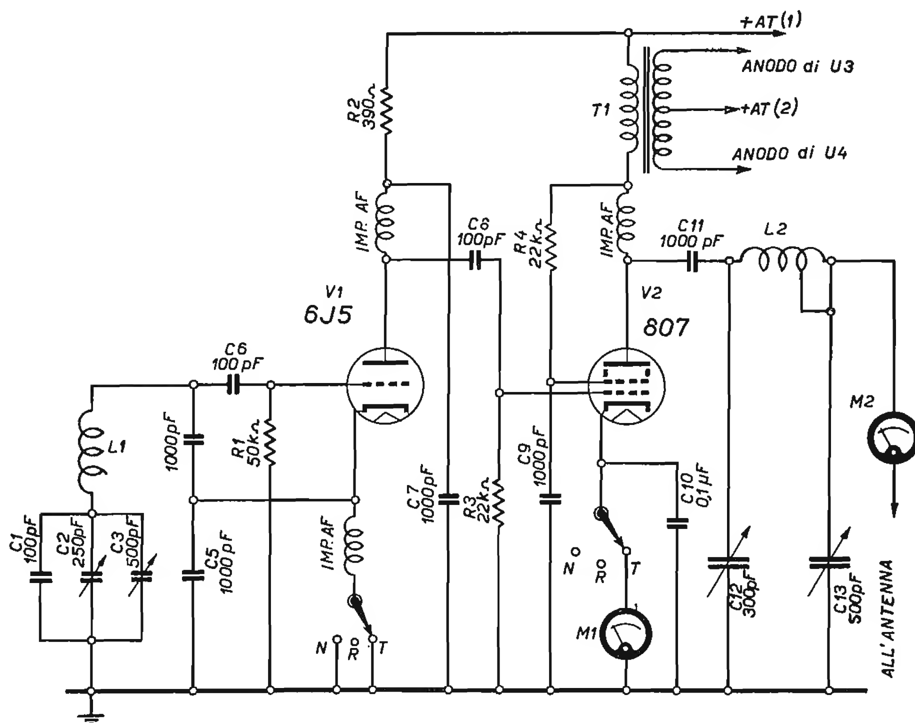


Fig. 11.11. - Sezione ad alta frequenza.

Il modulatore impiega quattro valvole, secondo lo schema di fig. 11.12. La prima, una 6BR7, è la preamplificatrice; il suo circuito d'entrata è adatto per microfono a cristallo, per cui non è previsto il trasformatore d'entrata. Una 6SN7 provvede alla successiva amplificazione audio e all'inversione di fase. Lo stadio finale comprende due 6V6, funzionanti in classe AB1. I catodi delle finali sono in comune, collegati ad una resistenza di 270 ohm (R15), in grado di fornire 17 volt alle griglie, rispetto i catodi.

Il trasformatore di modulazione ha un primario di 6 000 ohm placca-placca ed un secondario della stessa impedenza.

L'alimentatore è doppio, per poter separare i circuiti di alimentazione della sezione AF da quelli del modulatore, ed evitare così la modulazione di frequenza della portante. Il circuito è a semionda, per cui è usato un solo trasformatore di

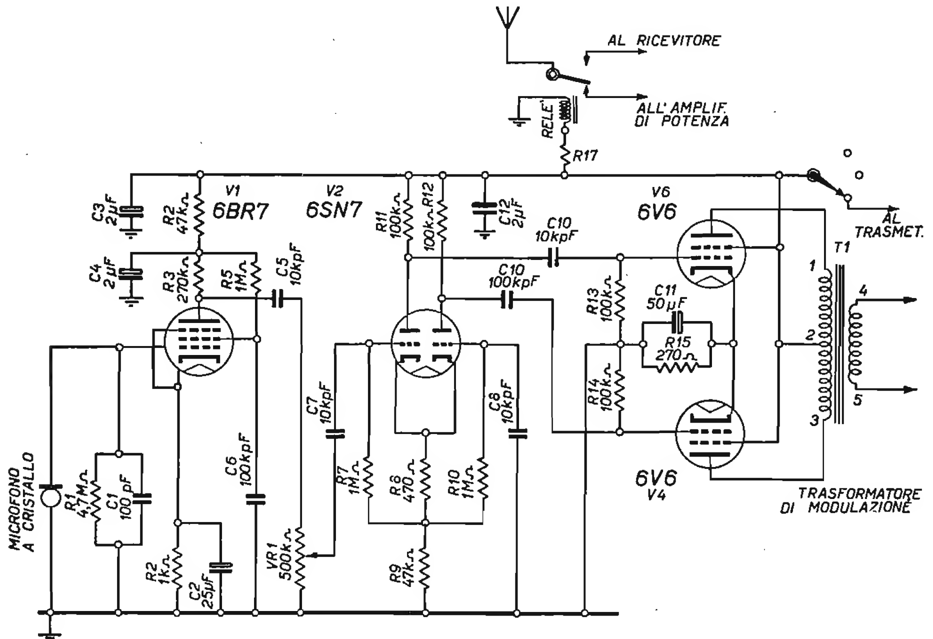


Fig. 11.12. - Schema di modulatore.

tensione, a 300 più 300 volt ed a 6,3 volt. I rettificatori sono del tipo a contatto freddo o al silicio, da 300 volt; DS1 consente l'erogazione di 60 mA, DS2 di 100 mA.

Il passaggio trasmissione-ricezione è ottenuto con un relè ad alta impedenza (2 000 ohm), energizzato dalla linea di alimentazione del modulatore, tramite una resistenza di caduta di valore adeguato, da stabilire. In posizione « ricezione » nessuna tensione è applicata al modulatore, per cui il relè non è energizzato, e perciò in posizione di riposo. Non appena il trasmettitore viene messo in funzione, il relè scatta nella posizione « trasmissione ».

Le bobine L1 e L2 hanno le caratteristiche adatte per le bande di trasmissione prescelte. Ad esempio L1 può consistere di 42 spire di filo da 8 decimi, smaltato, su supporto di 25 mm, avvolgimento stretto; L2 può consistere di 80 spire, filo da 6

decimi, doppio cotone, supporto 25 mm, prese a 40, 50, 60 e 70 spire. Le prese vanno stabilite a tentativi, per il miglior carico d'antenna.

Le impedenze d'alta frequenza sono tutte da 2,5 millihenry.

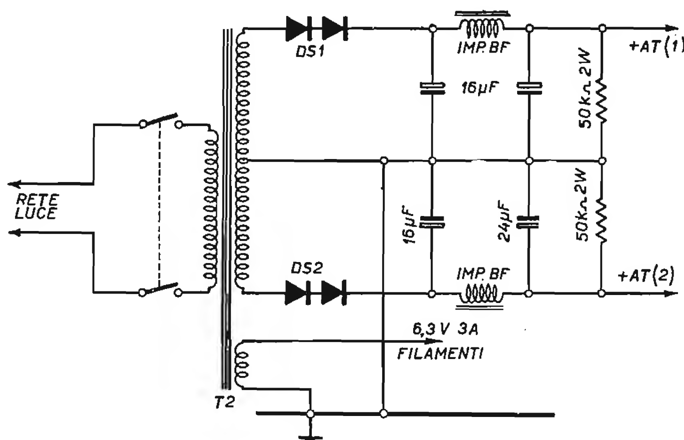


Fig. 11.13. - Alimentatore del trasmettitore.

Trasmettitore da 70 watt fonia e 100 watt grafia.

Un trasmettitore da 100 watt massimi, con tutti i requisiti tecnici di versatilità, stabilità di frequenza ed elevata qualità di modulazione, è quello schematicamente illustrato dalla fig. 11.14. La potenza in fonia è di 70 watt, quella in grafia è di 100 watt; le valvole sono complessivamente dodici, di cui cinque negli stadi ad alta frequenza, quattro negli stadi di bassa frequenza e tre nell'alimentatore. Di tali valvole quattro sono doppie. La tensione anodica massima di lavoro è di 500 volt.

Le caratteristiche peculiari di questo trasmettitore consistono nello stadio oscillatore accordato sulla banda di frequenza dei 3,5 megahertz e nei due stadi moltiplicatori di frequenza, che consentono di trasmettere su tutte le bande dilettantistiche da 80 a 10 metri. La commutazione di banda è facile e rapida, essendo ottenuta con un commutatore negli stadi di moltiplicazione e con la sostituzione delle bobine di griglia e di placca dello stadio finale AF. È usata la modulazione di placca e di griglia schermo onde ottenere la profondità di modulazione sino al 100%.

OSCILLATORE E MOLTIPLICATORE DI FREQUENZA.

In alto di fig. 11.14 è illustrato lo stadio oscillatore a frequenza variabile (VFO) seguito da due stadi di moltiplicazione di frequenza. L'oscillatore è di tipo Clapp con circuito accordato in serie; esso consiste della bobina L1 con in serie il condensatore variabile di 30 pF. Tale capacità è sufficiente per l'escursione entro l'intera

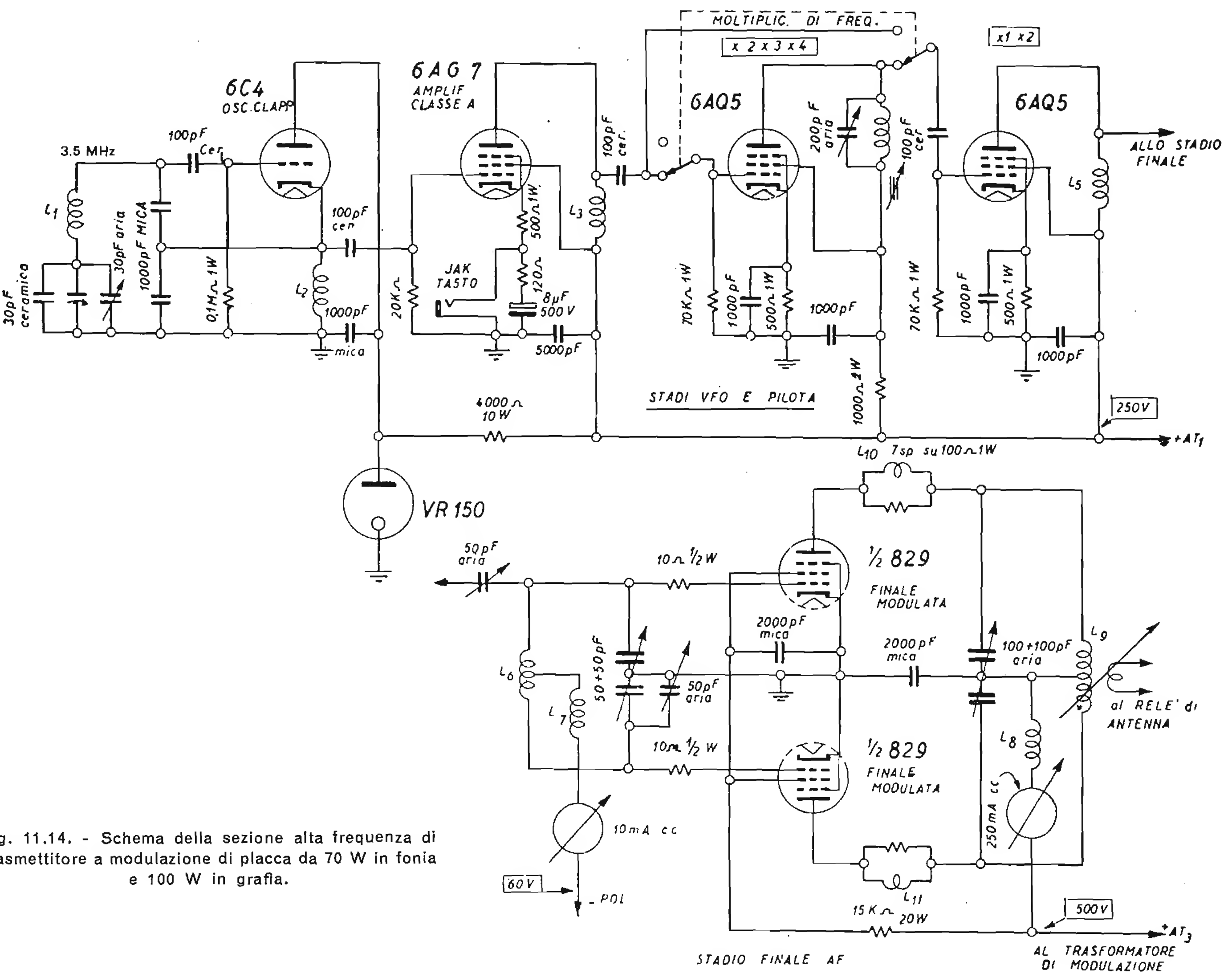


Fig. 11.14. - Schema della sezione alta frequenza di trasmettitore a modulazione di placca da 70 W in fonia e 100 W in grafia.

banda di frequenza dei 3,5 megahertz; in parallelo al variabile vi è un compensatore di 20 pF e un condensatore fisso di fondo di 30 pF ceramico. La valvola oscillatrice è un triodo 6C4; la tensione oscillatrice prelevata ai capi di una impedenza AF (L2), inserita nel circuito di catodo, è applicata all'entrata della valvola separatrice 6AG7. La tensione di placca della valvola è stabilizzata con un tubo al neon 0A2 o VR150.

La moltiplicazione di frequenza è affidata a due 6AQ5; la prima provvede alla moltiplicazione di frequenza per due, per tre e per quattro volte, ossia per il passaggio da 3,5 a 7, a 10,5 e a 14 MHz. La seconda 6AQ5 moltiplica per uno e per due, si comporta cioè, da semplice amplificatrice oppure da duplicatrice di frequenza; in quest'ultimo caso consente l'emissione sulla banda di 28 megahertz. Un commu-

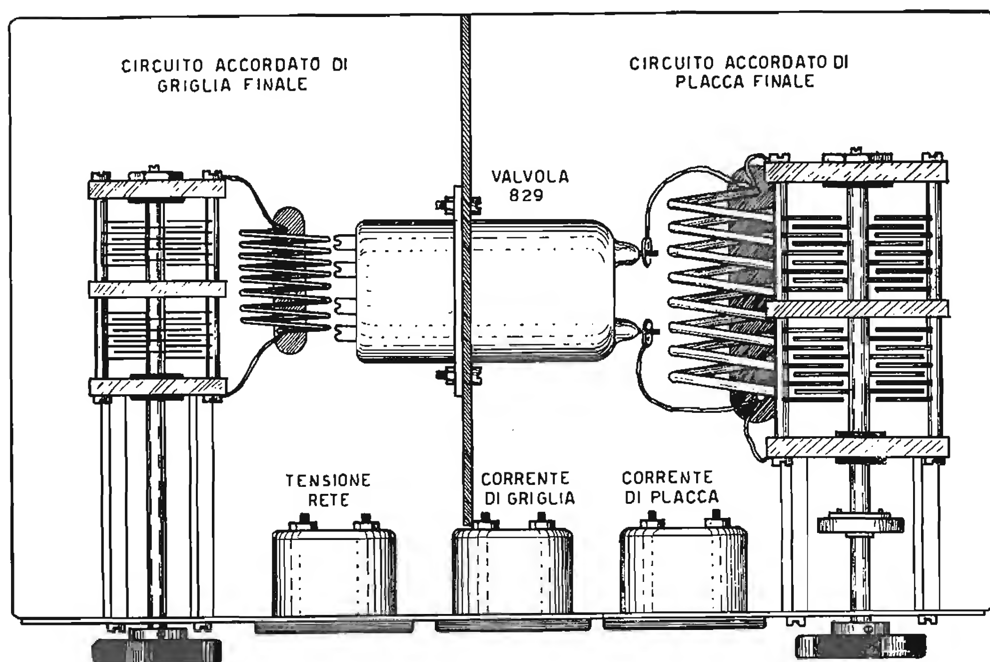


Fig. 11.15. - Posizione dei componenti dello stadio finale alta frequenza.

tatore a due vie e a due posizioni consente di inserire o di escludere il primo stadio di moltiplicazione, quello per due, per tre, per quattro. Per ambedue gli stadi di moltiplicazione vi è un solo circuito accordato costituito da L4 con in parallelo un condensatore variabile di 200 pF ad aria del tipo a variazione lineare di capacità. Esso consente la variazione di frequenza entro l'intera gamma da 3,5 a 14 megahertz.

Tra la valvola oscillatrice e la moltiplicatrice vi è una valvola separatrice 6AG7; essa funziona da amplificatrice in classe A ed ha lo scopo di evitare il sovraccarico della valvola oscillatrice e assicurare così la stabilità di frequenza. Nel suo circuito di catodo può venire inserito il tasto manipolatore per i collegamenti in telegrafia.

AMPLIFICATORE FINALE AF.

È del tipo a due tetrodi in controfase e funziona con una valvola 829. Lo schema elettrico è riportato in basso in fig. 11.14 e la posizione dei componenti in fig. 11.15.

La tensione di placca è di 500 volt, quella di griglia schermo è determinata dalla caduta di tensione ai capi di una resistenza di 15 000 ohm. La tensione di griglia controllo è di —60 volt. La corrente massima di placca e griglia schermo è di 200 mA, quella di griglia controllo, ad eccitazione normale, è di 8 milliampere.

Vi sono due circuiti accordati, uno di griglia ed uno di placca. Quello di griglia consiste della bobina L6 e del condensatore variabile doppio da 50 + 50 pF monocomandato (*split stator*); le bobine sono intercambiabili, del tipo illustrato in fig. 11.16; sono necessarie cinque bobine per ricoprire altrettante bande dilettantistiche. Il circuito accordato di placca consiste della bobina L7 e di un secondo condensatore



Fig. 11.16. - Bobina volano per il trasmettitore da 100 W. È provvista di presa centrale; al centro della bobina sono visibili le quattro spire per l'accoppiamento variabile con il circuito di aereo.

variabile doppio monocomandato da 100 + 100 pF a lamine spaziate, adatto per l'elevata tensione di lavoro; vi sono cinque bobine intercambiabili, una per ogni banda.

Il primo condensatore doppio è collegato a massa, il secondo è invece collegato alla tensione di placca delle valvole finali; il perno di quest'ultimo è isolato.

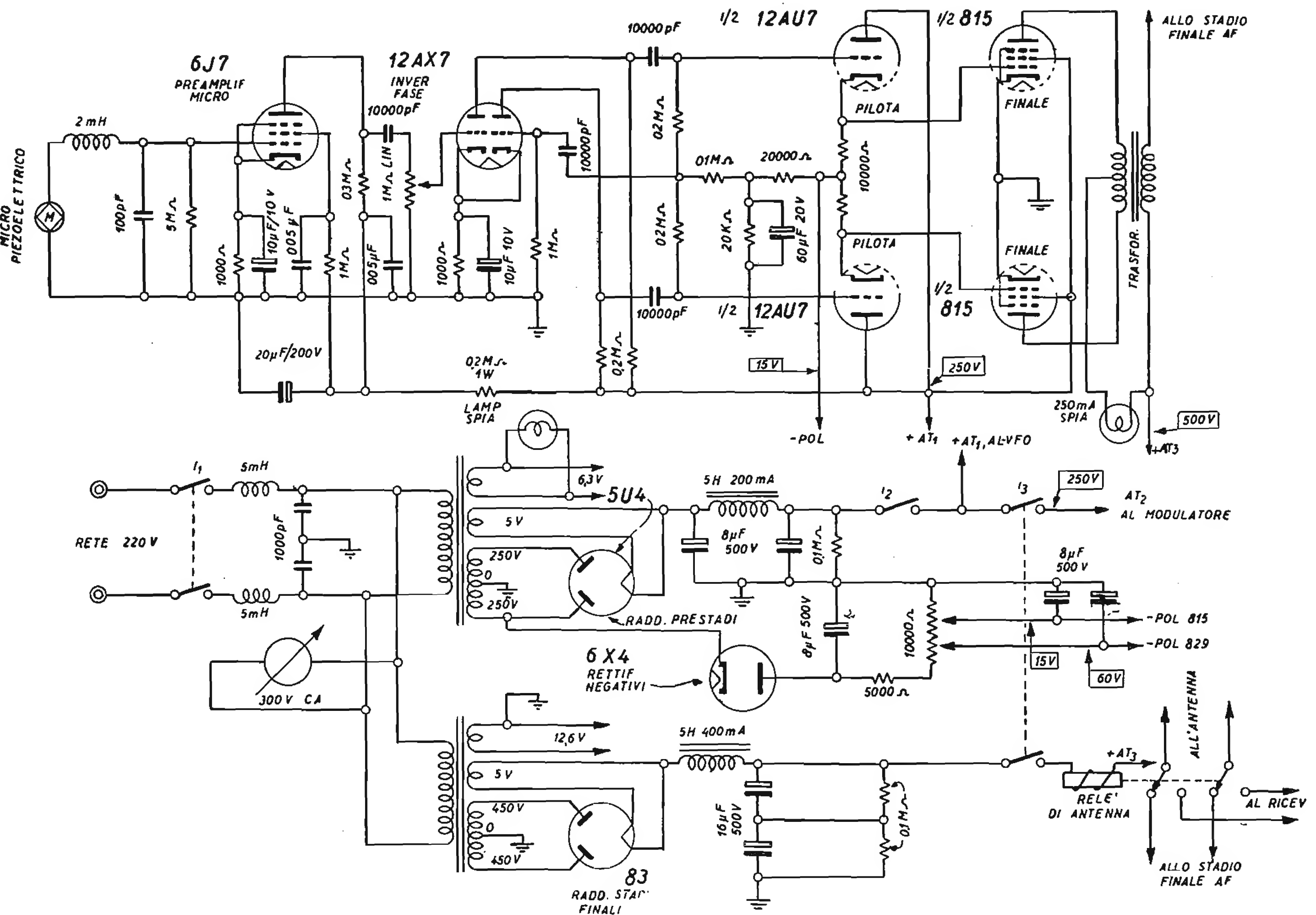


Fig. 11.17. - Schema della sezione modulatore ed alimentatore del trasmettitore di grande potenza di cui la fig. 11.14.

Le impedenze AF L10 ed L11 in serie alla connessione di placca, hanno lo scopo di bloccare le oscillazioni e frequenze spurie.

IL MODULATORE.

La potenza BF necessaria per modulare al 100% l'ampiezza della tensione oscillante AF amplificata è di circa 50 watt, ottenuta da un doppio pentodo 815 funzionante in classe AB2. Lo stadio finale di potenza è preceduto da una valvola pilota (*buffer*) 12AU7 ad uscita di catodo. La pilota è preceduta a sua volta da una valvola amplificatrice e invertitrice di fase 12AX7. La preamplificazione di tensione è affidata ad una 6SJ7. Il microfono è di tipo piezoelettrico.

Lo stadio finale di bassa frequenza è accoppiato con il trasformatore di modulazione ai circuiti di placca e griglia schermo della finale.

Lo schema del modulatore è riportato in fig. 11.17.

L'ALIMENTATORE.

Consiste di due sezioni, ciascuna provvista del proprio trasformatore di tensione. La prima fornisce la tensione anodica al VFO, ai moltiplicatori e agli amplificatori BF. È usata una valvola 5U4. La stessa sezione provvede anche a fornire la tensione negativa di polarizzazione delle valvole finali AF e BF, con un diodo 6X4.

La seconda sezione dell'alimentatore provvede all'alta tensione per le due finali AF e BF. Funziona con una 83 a vapori di mercurio a 450 volt di placca.

Lo schema dell'alimentatore è riportato in fig. 11.17 in basso.

MESSA A PUNTO.

Controllati i collegamenti e verificata la normale accensione dei filamenti chiudere l'interruttore I_2, per applicare la tensione anodica al VFO e alla moltiplicatrice di frequenza. Controllare il funzionamento della valvola oscillatrice e la frequenza della tensione AF generata, con l'ausilio di un apparecchio ricevente. Inserire gli stadi moltiplicatori e accordarli alle frequenze di moltiplicazione di emissione, ciò con l'aiuto dell'*S-meter* dell'apparecchio ricevente e con il milliamperometro inserito nel circuito di griglia della valvola finale 829, per la massima indicazione. Il circuito accordato di griglia della finale fa parte del circuito di eccitazione e moltiplicazione per cui va anch'esso accordato sulla frequenza di trasmissione. Collegare una lampadina ad incandescenza da 100 watt ai capi della bobina di antenna, e accoppiare lascamente la bobina stessa a quella del circuito volano. Chiudere l'interruttore I_3 e dare in tal modo le tensioni alle valvole finali AF e BF. Regolare il condensatore variabile del circuito volano e nello stesso tempo osservare l'indice del milliamperometro di placca, il quale, da circa 200 mA, deve scendere bruscamente a circa 20 mA non appena raggiunta la sintonia con circuito di ingresso. La raggiunta sintonia è anche indicata dalla debole incandescenza della lampadina; essa aumenta gradatamente stringendo l'accoppiamento; ciò che causa anche l'aumento della corrente di placca.

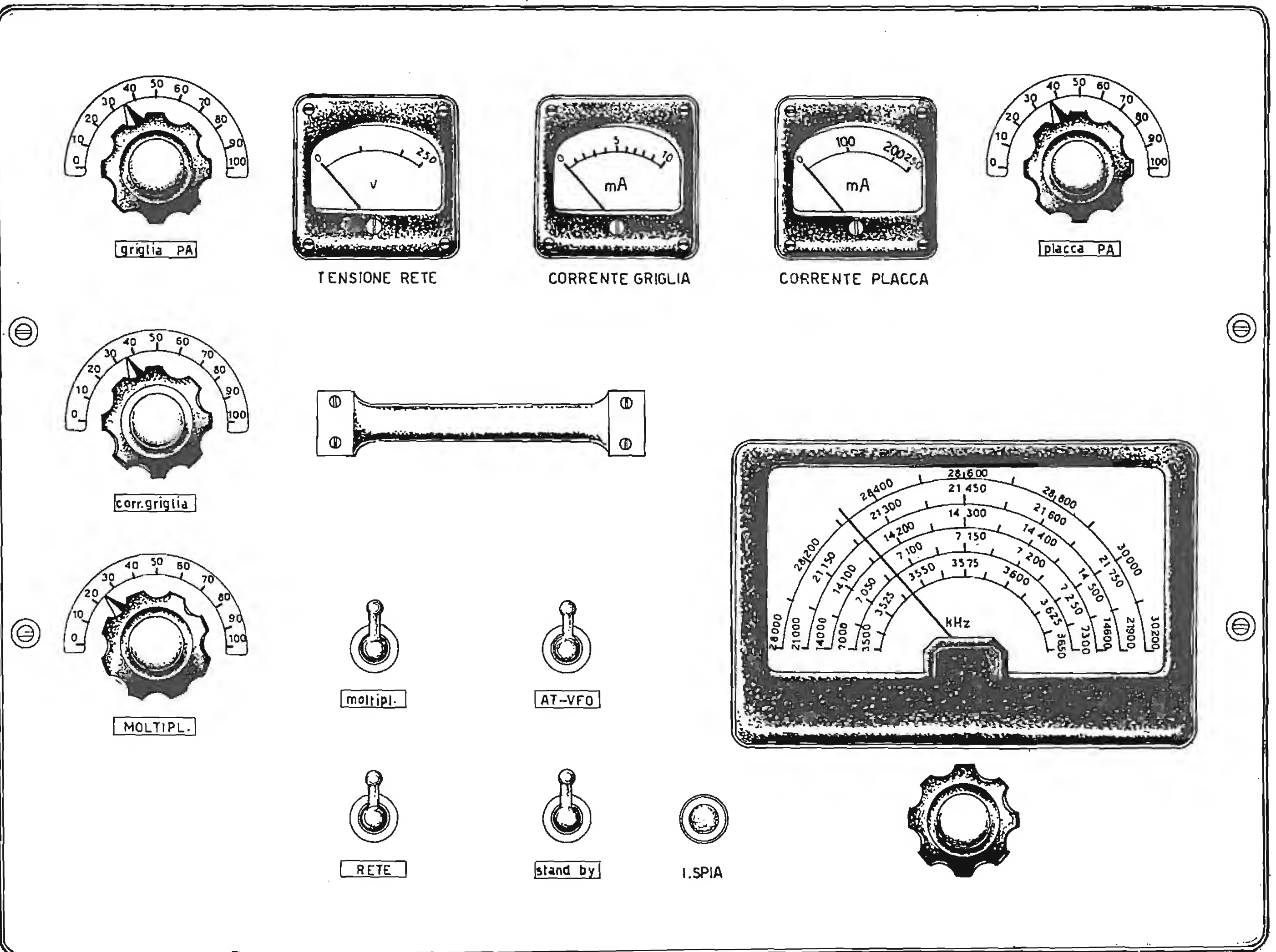


Fig. 11.18. - Aspetto del pannello del trasmettitore da 70 W fonia di cui le tre figure precedenti.

Gamma	Bobine di griglia	Bobine di placca
80 m	60 spire filo ø 0,4 mm smaltato, avvolgimento stretto, spaziato alla 30ª spira di 3 mm, supporto ø 25 mm, presa al centro.	25 spire filo ø 1,5 mm, avvolgimento spaziato di 1 mm, supporto ø 50 mm, presa al centro. Bobina di aereo: 13 spire stesso filo.
40 m	22 spire filo ø 0,5 mm smaltato, avvolgimento stretto, spaziato alla 20ª spira di 2 mm, supporto ø 25 mm, presa al centro.	16 spire filo ø 1,5 mm smaltato, avvolgimento spaziato di 1,5 mm, supporto ø 50 mm, presa al centro. Bobina di aereo: 6 spire stesso filo.
20 m	10 spire filo ø 0,5 mm smaltato, avvolgimento stretto, spaziato alla 10ª spira di 2 mm, supporto ø 25 mm, presa al centro.	9 spire filo ø 2 mm argentato, avvolgimento spaziato di 2 mm, supporto ø 50 mm, presa al centro. Bobina di aereo: 3 spire stesso filo.
15 m	6 spire filo ø 0,5 mm smaltato, avvolgimento stretto, spaziato alla 3ª spira di 2 mm, supporto ø 25 mm, presa al centro.	5 spire filo ø 2 mm argentato, avvolgimento spaziato di 2,5 mm, supporto ø 50 mm, presa al centro. Bobina di aereo: 3 spire stesso filo.
10 m	5 spire filo ø 0,5 mm smaltato, avvolgimento stretto, spaziato alla 3ª spira di 3 mm, supporto ø 25 mm, presa al centro.	4 spire filo ø 2 mm argentato, avvolgimento spaziato 3 mm, supporto ø 50 mm, presa al centro. Bobina di aereo: 3 spire stesso filo.

L1 ed L3 si compongono di 20 spire di filo smaltato del diametro di 0,8 mm avvolte su supporto del diametro di 20 mm provvisto di nucleo ferromagnetico regolabile. L2 è una impedenza AF di 2,5 mH.

Eseguire le prove di modulazione con un oscilloscopio, o in sua mancanza, con un apparecchio radio in funzione di monitore, regolando opportunamente la sensibilità del microfono e la profondità di modulazione a mezzo del controllo di volume del modulatore.

Aprire l'interruttore I3 e sostituire la lampadina con la linea di antenna. Richiudere l'interruttore I3 e iniziare le prove di trasmissione a distanza controllando a mezzo di un amperometro a termocoppia la resa di uscita del trasmettitore.

Occorre fare molta attenzione di evitare qualsiasi contatto diretto con parti del trasmettitore in funzione per il grave pericolo conseguente alle alte tensioni applicate.

Trasmettitore da 70 watt con modulazione a portante controllata.

Questo trasmettitore è del tipo *a portante controllata con modulazione di griglia schermo*, con potenza di alimentazione sullo stadio finale di circa 70 watt a massimo segnale modulante.

È adatto per dilettanti che abbiano già acquisito una certa pratica nella costru-

zione di altri trasmettitori. La messa a punto, pur richiedendo una certa cura, non è difficoltosa.

Particolare caratteristica dei trasmettitori a portante controllata è di permettere un buon rendimento della valvola finale, superiore a quello ottenibile con qualsiasi altro tipo di modulazione, esclusa solo la modulazione di placca e griglia schermo, rispetto alla quale tali trasmettitori presentano però il vantaggio di richiedere componenti meno costosi e limitato numero di valvole.

Il trasmettitore, di cui la fig. 11.19 riporta lo schema, è costituito da tre sezioni: alta frequenza, modulatore ed alimentatore. Esso può venir realizzato su un unico telaio, o meglio, su due telai da sistemare sovrapposti; il più alto comprende l'alta frequenza ed il modulatore, il più basso comprende l'alimentatore.

SEZIONE ALTA FREQUENZA.

Consiste in uno stadio oscillatore (VFO) e di uno stadio finale di potenza (PA).

L'oscillatore utilizza una valvola 6AU6 in circuito Hartley, con accoppiamento elettronico tra il circuito di griglia e quello di placca, ciò che consente di ottenere elevata stabilità di frequenza con un numero limitato di stadi. Alla griglia schermo è affidata la funzione corrispondente a quella della placca di un triodo. Il circuito di placca è accordato a frequenza doppia di quella di griglia controllo, con conseguente maggiore indipendenza dei due circuiti.

Dalla placca della oscillatrice il segnale viene trasferito alla griglia della finale con un compensatore di accoppiamento. In serie alla resistenza di griglia può venir inserito il milliamperometro per verificare che l'eccitazione raggiunga il valore prescritto di circa 3 mA. Esso riesce pure utile per effettuare l'accordo del circuito di placca dell'oscillatore. Data la presenza dello shunt, l'inserzione dello strumento non richiede l'apertura del circuito.

Per lo stadio finale è usata una 807, sostituibile con le analoghe 6TP, 1625 ed anche PE06/40.

Per la grafia, è impiegato il sistema di manipolazione di catodo. Una resistenza da 10 000 ohm, sempre inserita tra catodo e massa, impedisce alla tensione negativa di griglia di raggiungere valori troppo alti. Il tasto è collegato a massa dal lato del contatto mobile, per la sicurezza dell'operatore.

La piccola induttanza presente nel circuito anodico ha lo scopo di impedire la formazione di oscillazioni parassite ad ultrafrequenza; tale bobina è indispensabile per un buon funzionamento dello stadio finale.

È sufficiente che il condensatore variabile del circuito anodico della valvola finale possa sopportare una tensione pari al doppio di quella anodica, ciò che costituisce un vantaggio rispetto alla modulazione di placca, la quale richiede un isolamento quadruplo.

Lo stesso strumento impiegato per la griglia può venir commutato sul circuito anodico, per consentirne l'accordo. È necessario che il commutatore sia del tipo a tre posizioni, con il contatto centrale lasciato libero, per evitare che nella commutazione

Fig. 11.19. - Schema di trasmettitore con modulazione a portante controllata, da 70 W in fonia.

possano verificarsi cortocircuiti tra l'alta tensione e la massa, e per evitare danni allo strumento.

La bobina di accoppiamento di antenna L4 è avvolta di seguito alla bobina L3 dal lato opposto alla placca per evitare che accoppiamenti capacitativi possano sommarsi all'accoppiamento induttivo.

Le impedenze AF alla frequenza di lavoro sono ridotte ad una sola, per evitare il formarsi di oscillazioni spurie.

SEZIONE MODULATRICE.

Essendo previsto l'uso del microfono piezoelettrico, gli stadi BF sono tre, dei quali i primi due di tipo convenzionale, impieganti una 6AU6 preamplificatrice ed una 6AV6 amplificatrice di tensione, od altre valvole di analoghe caratteristiche. La finale della sezione modulatrice è una 6AQ5 collegata a triodo. Il circuito di griglia di tale valvola fa capo ai diodi della 6AV6, i quali hanno l'importante funzione di rettificare una parte del segnale BF prelevato dalla placca del triodo, allo scopo di polarizzare la 6AQ5 con una tensione proporzionale all'ampiezza del segnale BF.

Il catodo della 6AQ5 è a massa durante il funzionamento in fonia, essendo indispensabile che la valvola sia polarizzata esclusivamente dalla tensione BF rettificata, poiché in tal modo si ottiene il controllo della portante. In assenza di segnale BF, la 6AQ5 è priva di polarizzazione, per cui la corrente che la percorre ha un valore tanto alto da provocare una forte caduta di tensione sulla resistenza di carico. La tensione di schermo della 807 finale risulta notevolmente ridotta, e per conseguenza risultano pure ridotte la corrente anodica e la potenza di alimentazione. Ne consegue il vantaggio che in assenza di segnale BF, nelle pause, la valvola finale ha modo di raffreddarsi, ciò che le consente di sopportare meglio i picchi di corrente che si verificano quando la corrente della 6AQ5 è limitata dalla tensione negativa di polarizzazione.

La modulazione è ottenuta in base ad un principio analogo a quello della modulazione Heising, con la differenza che l'impedenza è sostituita dalla *resistenza di carico.*

Per passare dalla fonia alla grafia è necessario agire sull'interruttore di catodo della 6AQ5, la quale risulta così polarizzata dalla propria resistenza catodica.

SEZIONE ALIMENTATRICE.

La tensione anodica normale di funzionamento delle finali AF e BF del trasmettitore è di 600 volt, quella degli altri stadi è di 300 volt. Queste due tensioni sono ottenute con due gruppi eguali dell'alimentatore, ciascuno dei quali comprendente un trasformatore da circa 60 watt del tipo in uso per grandi apparecchi radio o amplificatori, una raddrizzatrice AZ4 o 5U4 nonché un normale filtro di livellamento.

I trasformatori sono provvisti di tre secondari, uno ad alta tensione con presa centrale da 2 × 350 volt e 120 mA, uno di accensione a 4 o 5 volt per la raddrizzatrice ed uno a 6,3 volt e 1,5 ampere per l'accensione delle altre valvole. I due gruppi sono collegati in serie per fornire la tensione anodica di 600 volt; da uno di essi è prelevata la tensione a 300 volt.

In parallelo ai condensatori vi è una resistenza di 50 000 ohm per la rapida scarica degli stessi, dopo il disinserimento del trasmettitore. I due interruttori per il passaggio dalla posizione di trasmissione a quella di funzionamento con il solo oscillatore, per l'accordo dello stesso, devono essere a scatto simultaneo per evitare squilibri nel circuito. Un terzo interruttore, indipendente dagli altri due, consente di mettere il trasmettitore in posizione di stand-by.

VERIFICA PRELIMINARE.

Dopo la verifica generale del circuito e suoi componenti, procedere secondo questo ordine:

1) Portare tutti gli interruttori in posizione di apertura (I_3 in stand-by); innestare la spina alla presa di corrente; chiudere l'interruttore I_1 e verificare la normale accensione delle valvole.

2) Chiudere l'interruttore I_2; verificare se la normale tensione anodica di 300 volt è applicata allo stadio oscillatore e agli stadi di preamplificazione.

3) Controllare il funzionamento dell'oscillatore con l'indicatore di AF che si ha a disposizione (per es. lampada al neon o lampadina ad incandescenza con sonda-spira); dopo di che effettuare il controllo della frequenza.

Questa misura comporta qualche difficoltà e richiede l'uso di uno strumento sicuro, tale da non indurre in errore; può essere un ondametro ad eterodina (grid dip meter). In mancanza di tali strumenti si può ricorrere ad un ricevitore esattamente calibrato, o valendosi della collaborazione di altro amatore posto ad una certa distanza, per controllare che non sia stato commesso l'errore di effettuare l'accordo sulla frequenza immagine o su altra armonica, anziché sulla fondamentale, ciò che può accadere facilmente data la notevole intensità del segnale.

Per verificare che il circuito di placca sia accordato a frequenza doppia, valersi se possibile del *grid-dip*. Diversamente verificare il grado di dipendenza della frequenza dell'oscillatore dell'accordo del circuito di placca; qualora quest'ultimo sia a frequenza doppia si determinano solo lievi variazioni, le quali sarebbero più accentuate se la frequenza dei due circuiti fosse la stessa.

4) Verificare con il milliamperometro l'intensità della corrente di griglia controllo della 807, senza tensione anodica alla stessa; il valore normale è compreso tra 3 e 4 milliampere.

Qualora la corrente fosse eccessiva conviene disaccordare leggermente il circuito anodico dell'oscillatore, dato che diversamente, con questo tipo di modulazione, ne risulterebbe una minor profondità di modulazione. Per evitare errate interpretazioni della lettura del milliamperometro, badare che lo stadio finale AF (PA) sia in posizione fonia.

MESSA A PUNTO.

Supponendo che la sezione modulatrice sia in normali condizioni di funzionamento, si può passare dalla posizione di stand-by a quella di trasmissione. Commu-

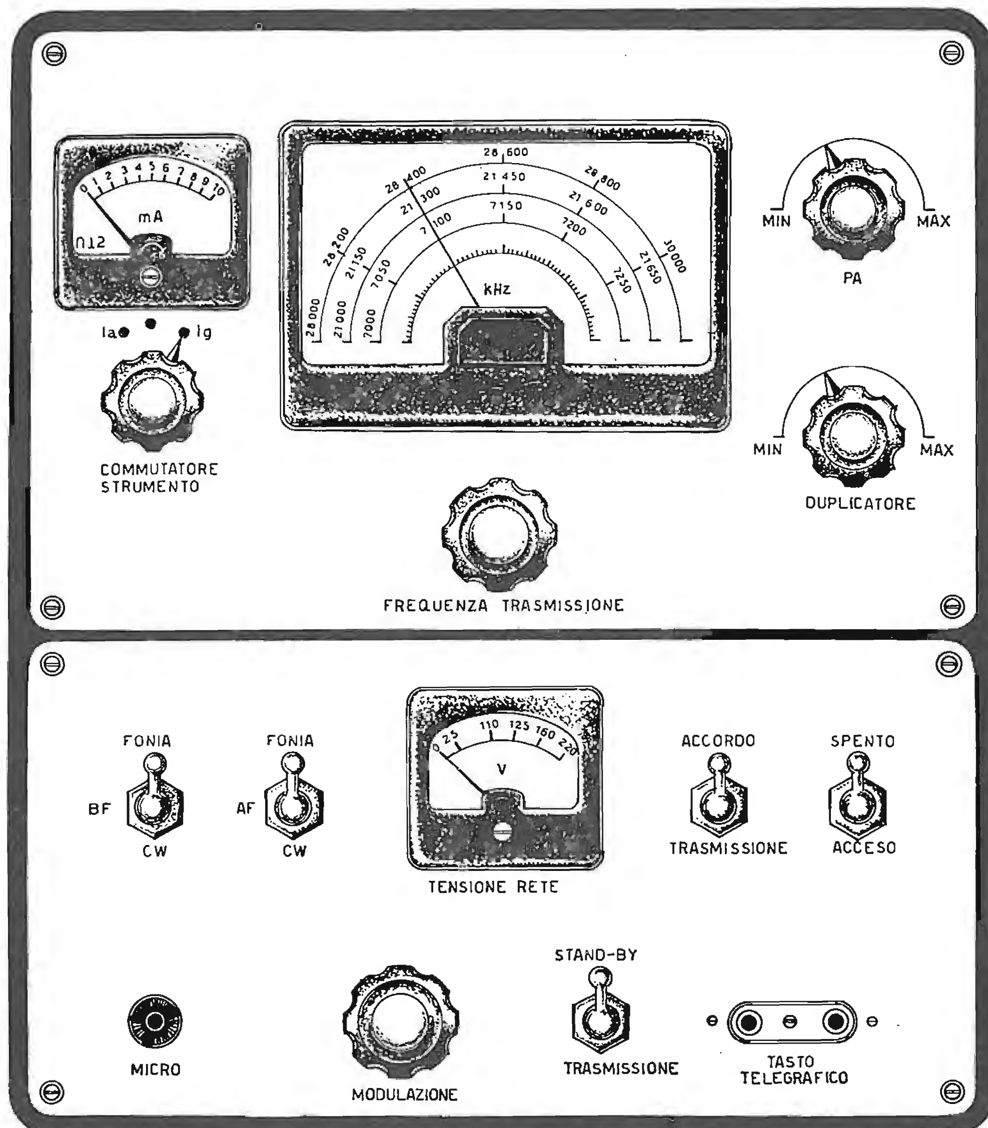


Fig. 11.20. - Pannello del trasmettitore a portante controllata di cui lo schema di fig. 11.19.

tare il PA in posizione fonia e il modulatore in posizione grafia, affinché, durante l'accordo, l'ampiezza della portante rimanga costante.

Inserire al posto dell'antenna un carico fittizio, per es, una lampada da 60 watt; provvedere quindi all'accordo del circuito volano anodico osservando l'indicazione

del milliamperometro, ora inserito nel circuito di placca, e la luminosità della lampada. L'accordo può considerarsi raggiunto in corrispondenza della minima corrente, a cui corrisponde la massima luminosità della lampadina. Sostituire quindi la lampadina con l'antenna, e poiché quest'ultima può alterare l'accordo, riportare la corrente anodica al minimo e controllare che lo strumento di placca indichi circa 90 mA. Diversamente variare l'accoppiamento di antenna sino a raggiungere tale valore.

La messa a punto va completata inserendo il modulatore con l'apposito interruttore; l'indicazione dello strumento deve scendere immediatamente a un valore compreso tra i 30 e 50 mA. Non appena iniziata la comunicazione a voce, regolare il potenziometro sino ad ottenere deviazioni dello strumento intorno ai 100÷120 mA in corrispondenza dei picchi di modulazione.

Qualora si verifichi un innesco a bassa frequenza, in conseguenza della captazione di AF da parte del circuito microfonico, verificare anzitutto che la calza metallica del cavetto sia a massa solo dal lato opposto a quello del microfono, tenendo conto che essa agisce solo da schermo e non da ritorno, per il quale è previsto un secondo conduttore interno. La resistenza in serie alla griglia della 6AU6 deve essere saldata direttamente alla linguetta del portavalvola, essendo suo compito bloccare i residui di AF. Se ciò non basta, disporre un filtro di ingresso, opportunamente schermato, costituito da una impedenza AF e due condensatori da 50 pF.

Per il passaggio in grafia, basta aprire i due interruttori a ciò destinati e inserire il tasto nella relativa presa.

La potenza del trasmettitore può venir aumentata semplicemente aumentando

BOBINA	L1	L2	L3	L4
Diametro mm	20	20	40	40
Lunghezza m	40	40	80	—
Diametro filo in mm . .	0,5	0,8	2	1,5
GAMMA	**SPIRE**			
40 metri . . .	60	35	20	Da 2 a 6 secondo il tipo di antenna e frequenza
20 metri . . .	30	18	14	
15 metri . . .	20	12	12	
10 metri . . .	15	10	10	
Note:	Con presa centrale su supporto ceramico.	Su supporto ceramico.	Filo argentato. Avvolgimento autosostenuto.	Ad accoppiamento variabile.

la tensione allo stadio finale, elevandola sino ad un massimo di 900 volt, nel qual caso però occorre fare attenzione alla possibilità di avarie, dato che la dissipazione raggiunge, con tale tensione, il limite massimo consentito.

Con la 807, e tale tipo di modulazione, si possono raggiungere senza difficoltà i 1100 volt.

Trasmettitore Collins mod. 32V-3

Il Collins 32V-3 di cui la fig. 11.21 mostra l'aspetto esterno, è un trasmettitore per dilettanti della potenza input di 140 watt in fonia e 160 watt in grafia. Funziona con tredici valvole, più due stabilizzatrici di tensione di griglia schermo della valvola finale AF, due per la tensione di alimentazione del VFO, ed una per i negativi.



Fig. 11.21. - Aspetto esterno del trasmettitore Collins, mod. 32V-3.

La valvola finale è una RK4D32 funzionante con tensione di placca di 600 e 700 volt, a seconda del tipo di trasmissione. La modulazione è di placca e di griglia schermo; il modulatore è della potenza di uscita di 60 watt, provvisto di stadio finale in controfase con due 807 in classe AB1.

Il VFO comprende l'oscillatore con valvole 6SJ7; è tipo Hartley a reazione di catodo. È seguito da uno stadio separatore con valvola 6AK6 e da tre stadi molti-

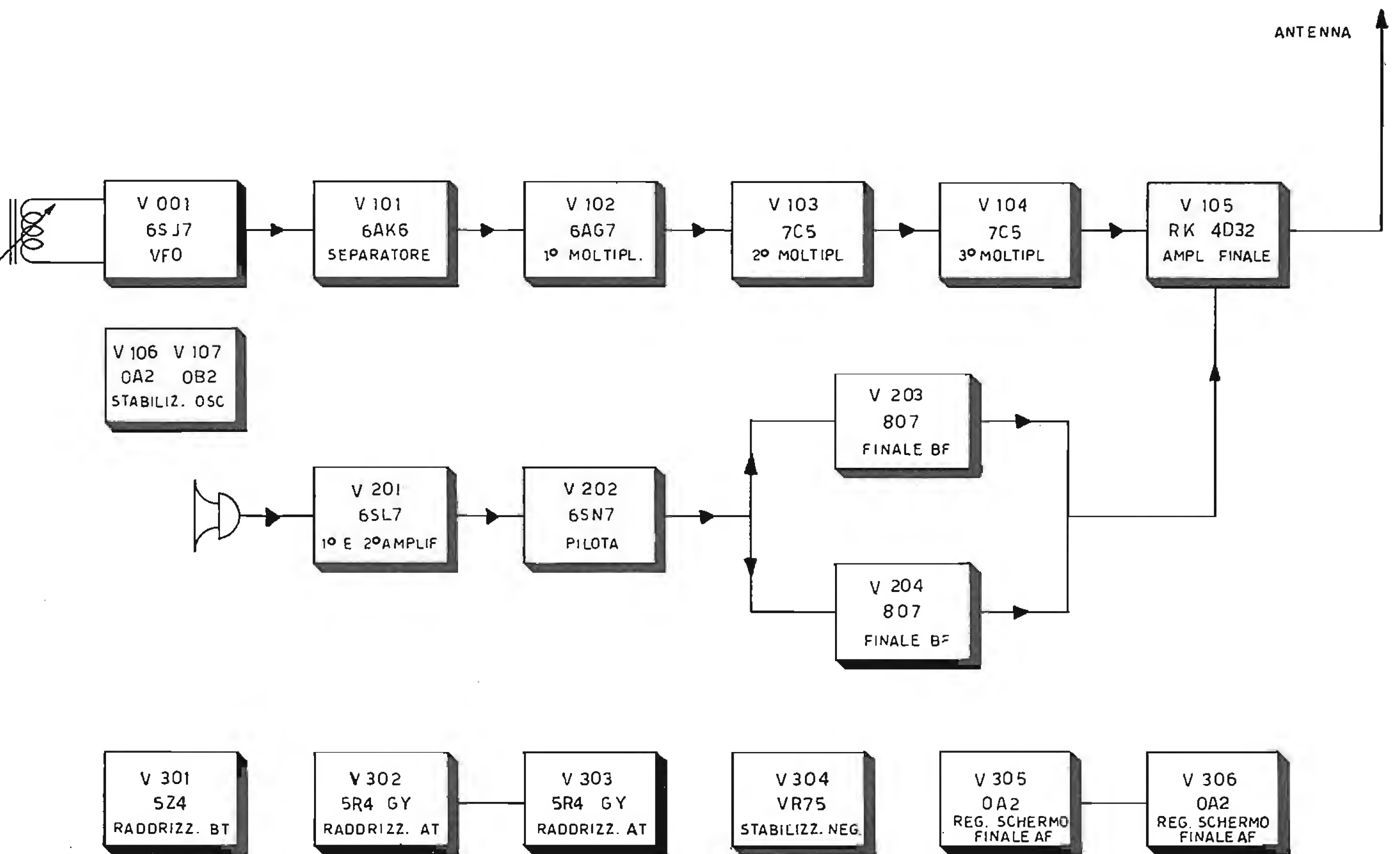


Fig. 11.22. - Schema a blocchi del trasmettitore Collins, mod. 32V-3.

plicatori di frequenza con una 6AG7 e due 7C5. Caratteristica peculiare di questo trasmettitore è di avere tutti i circuiti accordati, ad eccezione solo del finale, di tipo a permeabilità variabile.

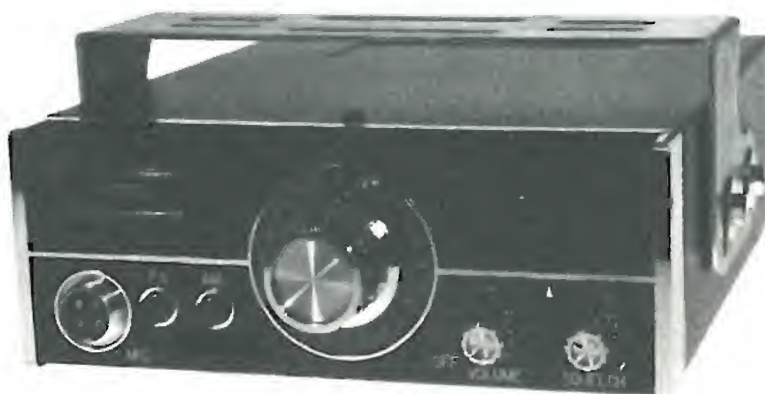
Le gamme di trasmissione sono cinque: da 3,2 a 4 MHz; da 6,4 a 8 MHz; da 12,8 a 16 MHz; da 19,2 a 24 MHz; da 25,6 a 32 MHz. La manopola di sintonia è provvista di quadrante con cinque scale a graduazione lineare di frequenza in MHz, nonché di una seconda scala circolare sottostante con graduazione lineare in kHz per la lettura dei valori intermedi. L'intera estensione di frequenza di ciascuna banda è ricoperta con sedici giri della manopola di sintonia.

La limitazione dei disturbi ai televisori è ottenuta con l'accurata schermatura dell'intera parte alta frequenza e con la riduzione delle frequenze spurie all'uscita dello stadio finale con apposito filtro applicabile all'esterno del trasmettitore.

La fig. 11.22 riporta lo schema a blocchi del trasmettitore.

CAPITOLO DODICESIMO

ESEMPI DI RADIOTELEFONI



Generalità.

Spesso l'apparecchio ricevente ed il trasmittente sono sistemati nello stesso contenitore ed in tal caso alcuni stadi sono in comune. L'apparato prende allora il nome di *radiotelefono* o di *ricetrasmettitore*.

La forma, le caratteristiche, gli accessori e l'alimentazione, dipendono dall'uso a cui è destinato e dalla installazione prevista. Può essere destinato cioè all'impiego su mezzi mobili, oppure come portatile o infine quale apparato per stazione fissa. Anche il tipo o i tipi di antenna previsti dipendono dalle prestazioni richieste.

Alcuni modelli sono versatili nell'impiego, poiché prevedono installazioni diverse, facilitate dalla disponibilità di accessori particolari.

Transverter per i 144 MHz.

Nella ricezione dei 2 m si usa spesso convertire il segnale sulla gamma dei 10 m per poter così ricevere i 144 MHz con ricevitore a 28 MHz, in doppia conversione. A ciò provvedono solitamente i *convertitori*, ma nel caso che l'apparato sia un ricetrasmettitore, si può utilizzare come frequenza locale di battimento quella presente all'uscita del triplicatore del trasmettitore.

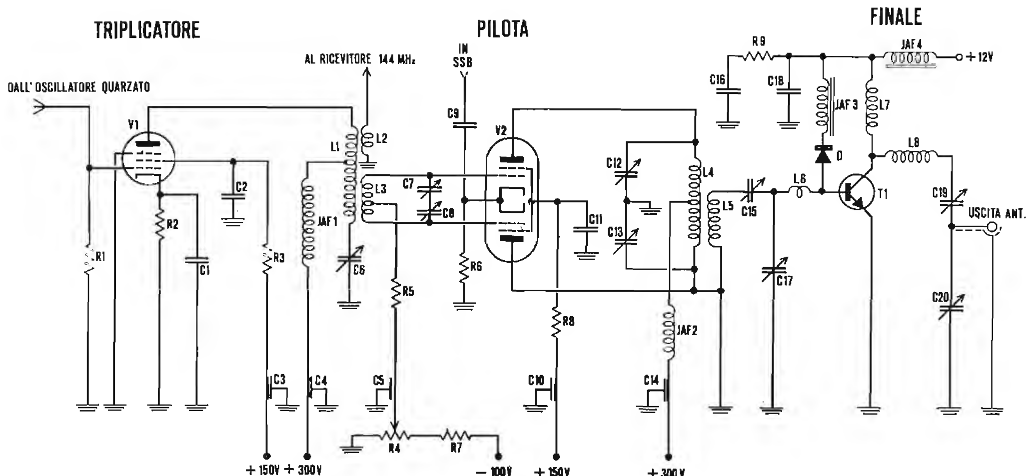


Fig. 12.4. - Stadi triplicatore, pilota e finale.

R1	= 47 kΩ.	C7	= C8 = C12 = C13 = 3÷10 pF.
R2	= R6 = 270 Ω/2 W.	C15	= C17 = C19 = C20 = 10÷60 pF.
R3	= R9 = 1000 Ω/1 W.	C16	= 0,1 μF.
R4	= 50 kΩ/5 W pot. filo.	C18	= 10 nF.
R5	= 15 kΩ/1 W.	L1	= L4 = 5 spire filo 1 mm in argento su ø 12 mm.
R7	= 10 kΩ/1 W.	L2	= 2 spire filo smaltato su L1.
R8	= 100 Ω/1 W.	L3	= 3 spire ø 1 mm spaziate su 12 mm.
D1	= 1N4002.	L5	= 1 spira ø 1 mm su L4.
T	= BLY89A.	L6	= 1/2 spira filo 1 mm arg. su ø 10 mm.
V1	= 6CL6.	L7	= 4 spire filo 1 mm arg. su ø 6 spaziate 2 mm.
V2	= QQEO3/12.	L8	= 2 spire filo 1 mm arg. su ø 9 mm.
C1	= C2 = C3 = C4 = C5 = C9 = C10 = = C11 = C14 = 1 nF.	JAF1	= JAF2 = JAF3 = JAF4 = VK 200.
C6	= 5÷20 pF.		

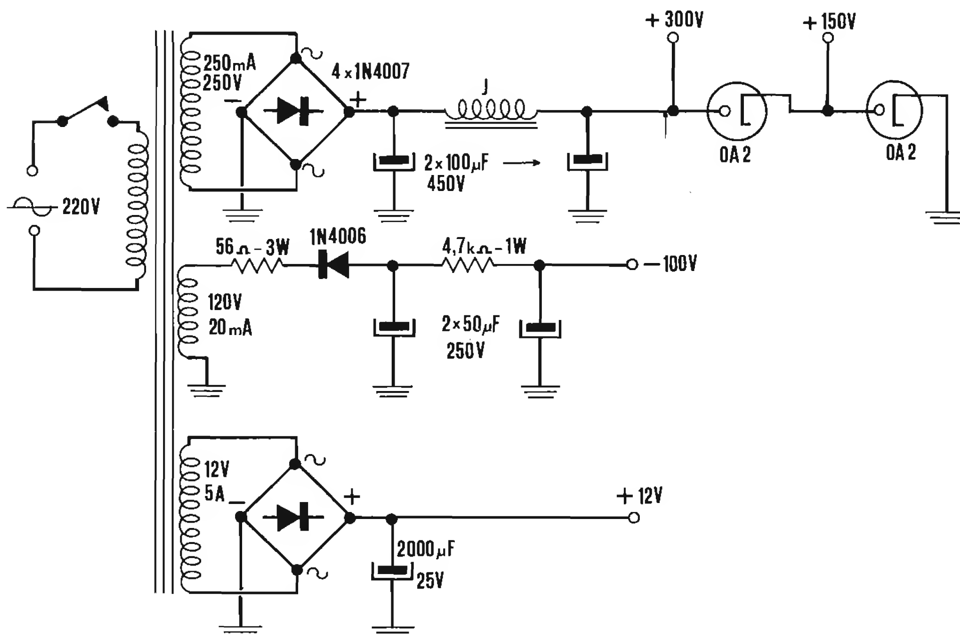


Fig. 12.5. - Schema dell'alimentatore.

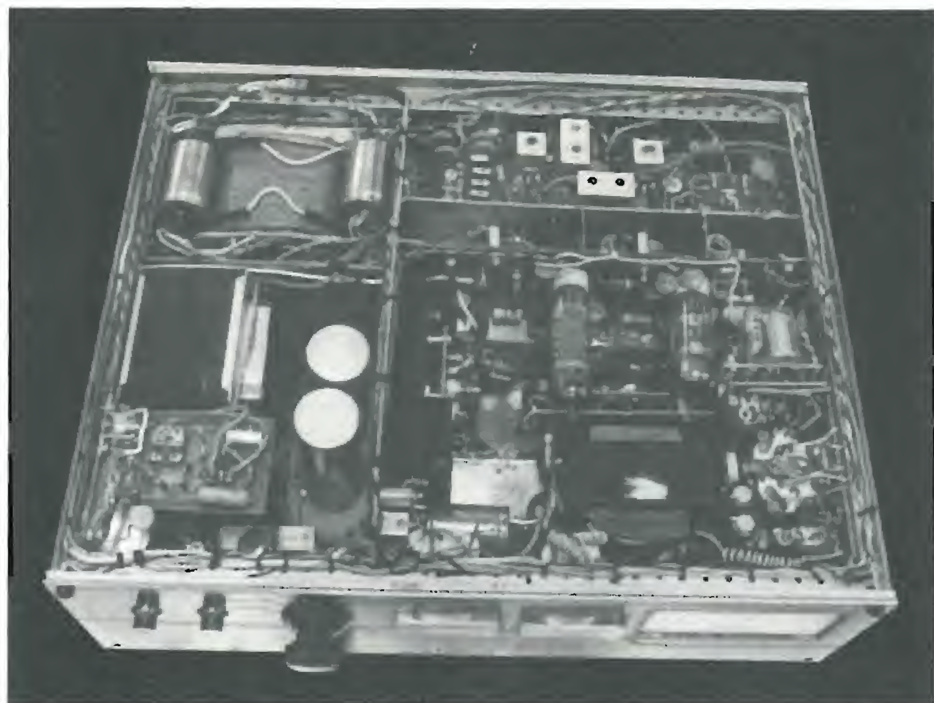


Fig. 12.6. - Il telaio montato.

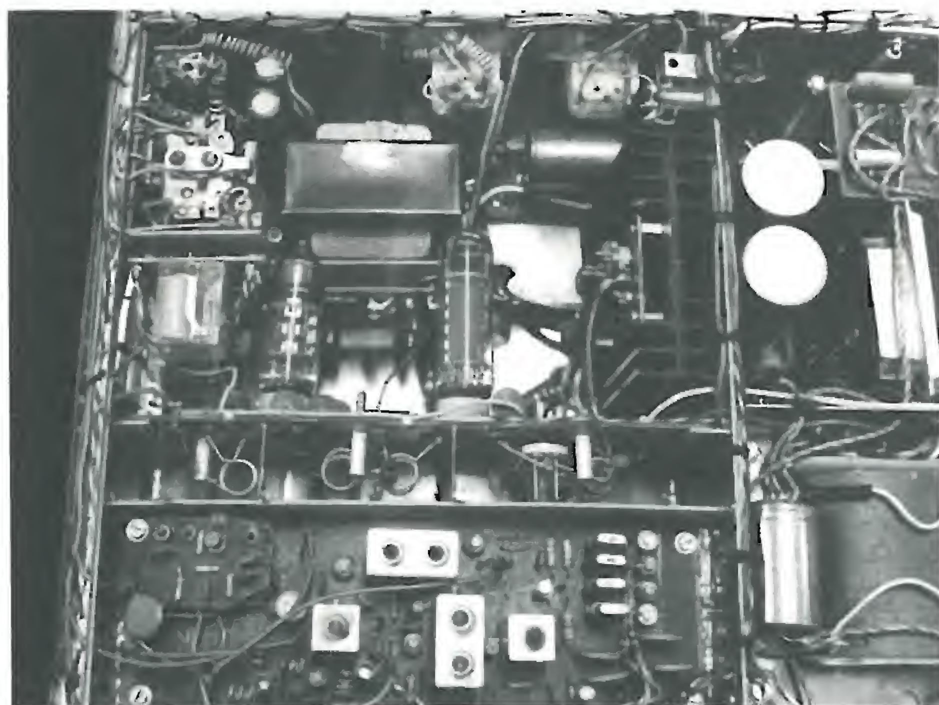


Fig. 12.7. - Particolare degli stadi triplicatore e pilota.

Seguono gli stadi triplicatore e pilota, a valvole, ed il finale transistorizzato (fig. 12.4).

La terza parte (fig. 12.5) comprende l'alimentatore che fornisce le varie tensioni richieste, alle valvole ed ai transistor. È consigliabile a tal proposito stabilizzare i 12 Vcc di alimentazione degli stadi transistorizzati.

La fig. 12.6 mostra una ripresa dall'alto del complesso montato, e la fig. 12.7 illustra, da distanza ravvicinata, i particoari degli stadi triplicatore e pilota, particolarmente curati.

I più diffusi radiotelefoni sono quelli operanti sulla *citizen's band*; ed in particolare quelli per mezzi mobili, a ventitre canali (fig. 12.8).

Radiotelefono Lafayette HB23.

È un ricetrasmettitore estremamente compatto, fornito con cristalli per i canali 9, 13 e 19.

Prevede la copertura di tutti i 23 canali CB con l'aggiunta di altri 10 quarzi in circuito sintetizzatore.



Fig. 12.8. - Radiotelefono Lafayette HB23.

Caratteristiche tecniche:

Ricevitore:

— circuito=supereterodina a doppia conversione con stadio RF;
— sensibilità=0,7 μV per 10 dB (S + N)/N;
— selettività=— 6 dB a 6 kHz, — 45 dB a 8 kHz;
— frequenza intermedia=11 260 (o 11 310) kHz, la prima; 455 kHz, la seconda;
— uscita audio=3 W massimi;
— alimentazione=11,5÷14,5 V con 100 mA.

Trasmettitore:

— potenza=5 W input;

— modulazione=AM, superiore al 90 %;

— alimentazione=11,5÷14,5 V con 1 A;

— antenna=50 Ω (30÷100).

Sul pannellino frontale si notano, da sinistra a destra, lo strumento illuminato indicatore della potenza RF trasmessa e del segnale in arrivo, la presa per microfono, il controllo dello squelch, il commutatore di canale con quadrante luminoso, il controllo volume e interruttore. Una staffa permette il fissaggio alla carrozzeria dell'auto. Può essere installato su veicoli sia che abbiano il polo positivo oppure il negativo a massa. Può essere usato in stazione fissa alimentandolo con pile o dalla rete luce con alimentatore ausiliario.

Ricetrasmettitore Drake TR-4C.

Il DRAKE TR-4C è un ricetrasmettitore da 300 W che copre le bande radioamatori degli 80, 40, 20, 15 e 10 m in AM, CW e SSB.

È progettato per l'uso su mezzi mobili con alimentatore di 12 Vcc, oppure per stazione fissa con alimentatore della rete luce.

Caratteristiche tecniche.

Gamme coperte: da 3,5 a 4,1 MHz;
7,0 a 7,6 MHz;
13,9 a 14,5 MHz;
21,0 a 21,6 MHz;
28,5 a 29,1 MHz.

Con quarzi a parte può coprire anche le bande di frequenza da 28 a 28,6 MHz e da 29,1 a 29,7 MHz.

Stabilità: la deriva totale è minore di 100 Hz dopo il periodo di stabilizzazione dall'accensione.

Sensibilità: meno di 0,5 μV per 10 dB (S—N)/N.

Selettività: 2,1 kHz a — 6 dB e 3,4 kHz a 60 dB.

Frequenza intermedia: 9 MHz.

Potenza d'unità audio: 3 W (dist. minore del 10 %) su 4 Ω.

Potenza input: 300 W in SSB, 260 W in CW e AM.

Impedenza d'uscita: 52 Ω nominali.

Ingresso: microfono alta impedenza.

Monta venti tubi elettronici, due transistor (VFO), otto diodi e calibratore a cristallo di 100 kHz.

Ricetrasmettitore POL-MAR UX-2000.

È un radiotelefono a 23 canali AM; lo schema appare in fig. 12.10.

Caratteristiche principali:

sensibilità: migliore di 1 μV per 10 dB (S—N)/N;
selettività:
— 6 dB a 4 kHz;
— 40 dB a 20 kHz;
potenza d'uscita audio: 2,5 W su 8 Ω;
potenza d'uscita RF: 4 W;
risposta in frequenza: 300÷2 500 Hz;
alimentazione: 12 V con massimo assorbimento di 1,5 A.



Fig. 12.9. - Radiotelefono POL-MAR UX-2000.

È corredato di alcuni utili circuiti come il *delta-tune* per ridurre i disturbi causati da « splatters » dei canali adiacenti; il controllo di guadagno RF, non sempre presente in radiotelefoni per CB; il *Noise Blankes*, silenziatore di disturbi.

In fig. 12.9 è illustrato l'aspetto esterno dell'apparato.

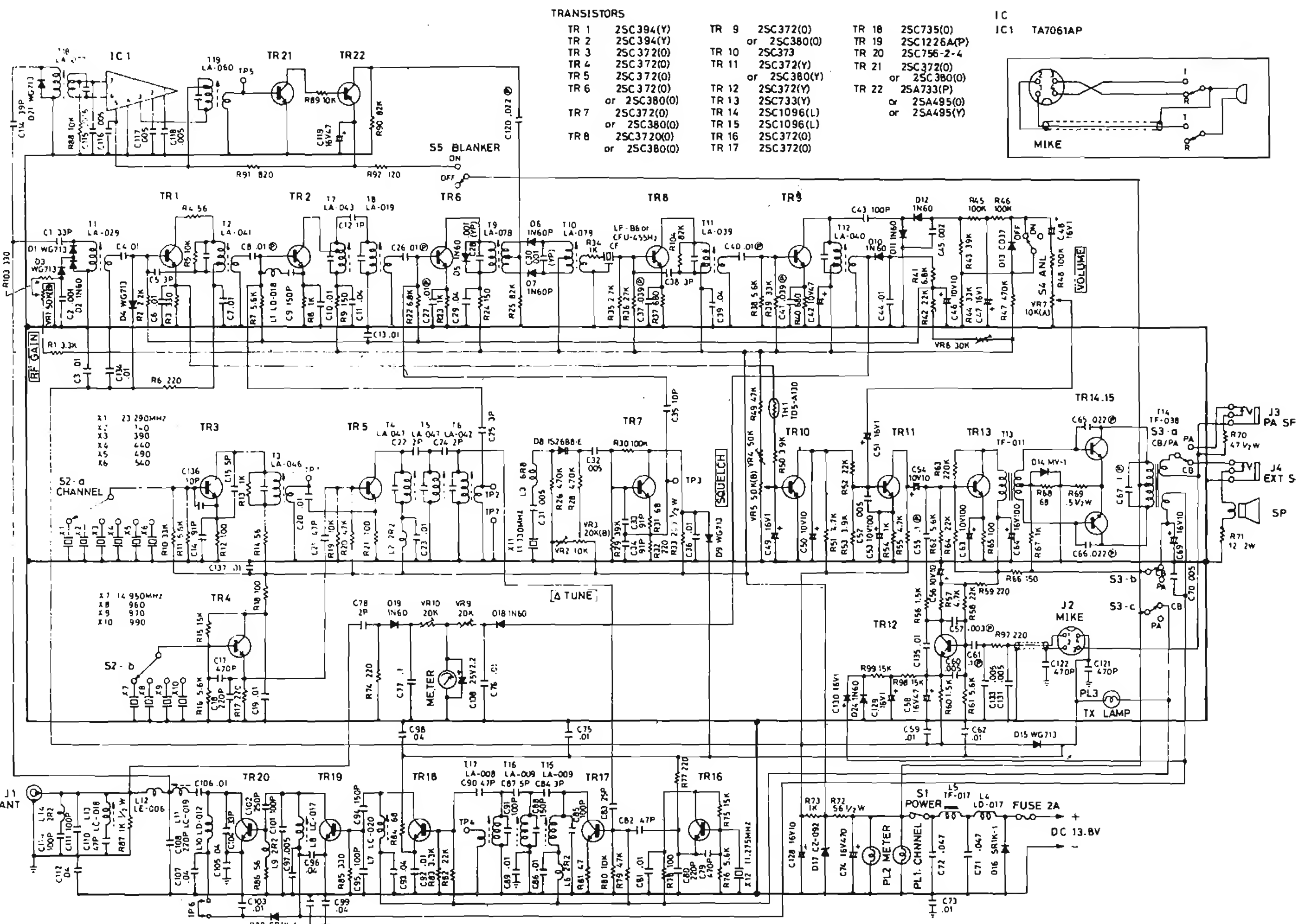


Fig. 12.10. - Schema del POL-MAR UX-2000.

APPENDICE

Coloro che desiderano iniziare l'attività di Radioamatore possono rivolgersi alla *A.R.I.* (Associazione Radiotecnica Italiana) con sede a Milano, via Scarlatti 31, che dispone di un centinaio di filiali nelle principali città italiane e dalla quale potranno avere tutte le informazioni del caso.

NORME PER LA CONCESSIONE DI LICENZE PER L'IMPIANTO E L'ESERCIZIO DELLE STAZIONI DI RADIOAMATORE.

Per ottenere la concessione per l'impianto e l'esercizio di una stazione di radioamatore occorre presentare al Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, domanda in carta da bollo contenente i seguenti dati:

a) Nome, cognome, data e luogo di nascita. Per i minori di 18 anni il nome di chi esercita la patria potestà.

b) Domicilio dell'interessato dove sarà installata la stazione.

c) Indicazione del luogo esatto dove sarà installata la stazione.

d) Estremi della patente di radioamatore.

e) Dichiarazione del richiedente di attenersi alle norme di esercizio e di impianto previste o emanate successivamente dal Ministero.

Inoltre dovranno allegarsi i seguenti documenti:

1) Dichiarazione dell'ufficio anagrafe dal quale risulti il cognome, il nome, la data di nascita e la residenza.

2) Per i minori di 21 anni dichiarazione, resa davanti alle competenti autorità, da parte di chi esercita la patria potestà, di consenso e di assunzione delle responsabilità civili connesse all'impianto ed all'esercizio della stazione di radioamatore.

3) Planimetria dell'abitazione privata, con l'indicazione del luogo dove sarà installato il trasmettitore, la via ed il numero civico.

4) Descrizione sommaria delle apparecchiature e dell'impianto, con l'indicazione della potenza erogata dal trasmettitore.

5) Ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni per l'anno in corso.

6) Ricevuta di versamento della tassa di concessione prevista dal n. 229 della tabella allegata al Decreto 1° marzo 1961 n. 121.

La concessione per l'esercizio della stazione è subordinata al possesso della patente di radioamatore di cui all'articolo seguente ed al versamento del canone annuo di L. 3.000 per licenza di esercizio di 1ª classe, L. 4.000 per quella di 2ª classe e L. 6.000 per quella di 3ª classe.

PATENTE DI RADIOAMATORE.

Le patenti di operatore di stazione di radioamatore sono di tre classi corrispondenti alle potenze massime di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore, rispettivamente di 75, 150 e 300 watt. Il possesso della sola patente non dà facoltà di esercire stazioni di radioamatore.

Gli esami di idoneità per conseguire la patente di radioamatore consisteranno nella dimostrazione di possedere sufficienti cognizioni tecnico-pratiche riguardanti il funzionamento e la messa a punto degli impianti stessi e la pratica capacità a ricevere e tramsettere in codice Morse alla velocità corrispondente alla classe della patente richiesta.

Per ottenere la patente di operatore occorre rivolgere domanda al Ministero delle PP.TT. in carta legale da L. 500 specificando la classe richiesta ed allegando: due fotografie di cui una legalizzata, l'attestazione del versamento di L. 500 sul CCP 1/11440 intestato alla Direzione Prov. P.T. di Roma Proventi servizi radioelettrici, quale tassa d'esame, una marca da bollo da L. 500, dichiarazione cumulativa dell'ufficio anagrafico.

Gli esami hanno luogo in due sezioni distinte maggio e ottobre (o novembre) nelle sedi di Circolo Costruzioni di Ancona, Bari, Bologna, Bolzano, Cagliari, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Reggio Calabria, Roma, Sulmona, Torino, Udine, Venezia e Verona.

ESAME PER LA PATENTE DI RADIOAMATORE.

Gli esami per il conseguimento della patente di radiooperatore consistono in una prova scritta sul « programma » nonché in prove pratiche di trasmissione e ricezione radiotelegrafica auricolare in codice Morse alla velocità di 40 caratteri al minuto per le patenti di 1ª classe, 60 caratteri al minuto per quelle di 2ª classe e 80 caratteri al minuto per quelle di 3ª classe. Il testo della prova pratica dovrà essere facilmente leggibile. Il computo degli errori sarà fatto in conformità dei seguenti criteri:

Ogni segnale (lettera, cifra o segno di punteggiatura) ricevuto o trasmesso erroneamente conterà un errore.

Se in una parola ricevuta o trasmessa vi sono più errori se ne conteranno sempre due.

Ogni parola omessa nella ricezione o nella trasmissione sarà calcolata per due errori. Le parole illeggibili saranno considerate come omesse.

La prova scritta consisterà in un questionario contenente una serie di domande su questioni tecniche, compreso qualche schema e qualche operazione aritmetica, e su norme legislative, regolamentari e di esercizio sul servizio RT internazionale. Per tale prova sono concesse tre ore.

NOZIONI RICHIESTE.

Elettrologia ed elettrotecnica - Carica elettrica - campo elettrico - capacità elettrica e condensatori - unità di misura della capacità - differenza di potenziale - forza elettromotrice e relativa unità di misura - corrente continua - Legge di Ohm - resistenza elettrica - unità di misura della corrente - unità di misura della resistenza - effetti della corrente elettrica - pile ed accumulatori - induzione elettromagnetica e relative leggi - mutua induzione - induttanza - correnti alternate - periodo - ampiezza - valore medio - valore efficace - pulsazioni.

Legge di Ohm in corrente alternata - sfasamento tra tensione e corrente - potenza apparente - potenza effettiva - fattore di potenza. Correnti non sinusoidali armoniche - effetti fisiologici della corrente - norme di protezione - norme di soccorso - trasformatori elettrici.

Strumenti ed apparecchi di misura - amperometri - voltmetri - wattmetri.

Radiotecnica - *Telegrafia* - *Telefonia* - Resistenza, induttanza, capacità concentrate - resistenza, induttanza e capacità distribuite - comportamento dei circuiti comprendenti delle resistenze, delle induttanze e delle capacità al variare della frequenza - risonanza elettrica - risonanza in serie ed in parallelo in un circuito - risonanza di due circuiti accoppiati - tubi elettronici - vari tipi, caratteristiche costruttive, curve caratteristiche - impiego dei tubi elettronici nelle apparecchiature radioelettriche trasmittenti e riceventi - principali caratteristiche elettriche e costruttive dei trasmettitori radiotelegrafici e radiotelefonici e dei relativi aerei.

Tipi di emissioni radioelettriche - nozioni principali sulla propagazione delle onde elettriche in funzione della loro lunghezza - ondametri - nozioni di telegrafia e telefonia - telegrafo Morse - microfono - telefono - altoparlante.

Stazione di amatore - frequenza assegnata ad una stazione - larghezza di banda occupata da una emissione - tolleranza di frequenza - potenza di un trasmettitore - designazione delle emissioni - classi - larghezza di banda - nomenclatura delle frequenze - regole generali d'assegnazione ed impiego delle frequenze. Divisione nel mondo in regioni - bande di frequenza tra 10 a 10 500 MHz assegnate ai radioamatori nelle regioni, 1, 2 e 3.

Disturbi ed esperimenti - procedura contro i disturbi - rapporto sulle infrazioni - scelta degli apparecchi - qualità delle emissioni - controllo internazionale delle emissioni - nominativi - segreto - licenza - stazioni d'amatore - abbreviazioni e codice Q.

Possono essere esonerati dall'obbligo dell'esame coloro che sono in possesso del Brevetto Internazionale di RT o di altri diplomi e certificati attestanti la conoscenza della telegrafia oltre ai grandi invalidi di guerra ed agli specializzati radio delle varie armi.

PRINCIPALI SIGLE IN USO NEL TRAFFICO DILETTANTISTICO

AGN - ancóra
CNDX - condizioni
CQ - chiamata generale
CUL - spero di risentirvi
CW - telegrafia
DX - trasmissioni a grande distanza
FER - per
OB - principiante
OK - perfettamente compreso
OM - dilettante anziano
QRA - nome della stazione
QRG - frequenza di trasmissione
QRK - intelligibilità dei segnali (graduazione analoga al codice R, estendentesi da 1 a 5)
QRM - disturbi per interferenza
QRN - disturbi industriali o atmosferici
QRO - aumentare la potenza
QRP - diminuire la potenza
QRP - aumentare la velocità di trasmissione
QRS - diminuire la velocità di trasmissione
QRT - sospendere la trasmissione
QRU - domanda: avete qualche cosa da dire?
risposta: non ho più nulla da dire
QRX - sospendere la trasmissione sino all'ora....
QRZ - ripetere il nominativo
QSA - forza dei segnali (graduazione analoga al codice S. ma estendentesi solamente da 1 a 5)
QSB - variazione dell'intensità dei segnali (evanescenza)
QSL - conferma di ricezione (ad es. cartolina postale)
QSO - collegamento radio
QSP - ritrasmettere ad altra stazione
QSY - cambiare frequenza di trasmissione
QSZ - trasmettere ogni parola più volte
QTC - avere da trasmettere una comunicazione
QTH - posizione geografica o indirizzo della stazione
QTR - l'ora esatta
RAC - ronzio
RX - radioricevitore
S - forza dei segnali
TNX - grazie
TX - radiotrasmettitore
XYL - signora
YL - signorina
VA - fine trasmissione
73 - saluti

TIPI DI TRASMISSIONE

B 1 - telegrafia ad onde smorzate
A 0 - onda portante non modulata
A 1 - telegrafia ad onda persistente non modulata
A 2 - telegrafia ad onda modulata
A 3 - telefonia a modulazione di ampiezza
A 4 - facsimile (o radiofoto)
A 5 - televisione
FM - telefonia a modulazione di frequenza
NFM - telefonia a modulazione di frequenza a banda stretta
F - telegrafia a spostamento di frequenza (telescriventi)
P - trasmissioni ad impulsi

CODICE RST E RSM USATO NELLE COMUNICAZIONI TRA DILETTANTI

INTELLIGIBILITÀ	INTENSITÀ DI SEGNALE	QUALITÀ DEL SEGNALE	QUALITÀ DI MODULAZIONE
R1 = Incomprensibile	S1 = Segnale appena percettibile	T1 = Nota assai impura e fastidiosa	M1 = Modulazione incomprensibile
R2 = Qualche parola appena comprensibile	S2 = Segnale molto debole	T2 = Forte ronzio CA, nessuna musicalità	M2 = Modulazione difettosa per presenza di spurie, oscillazioni parassite o cause sconosciute
R3 = Comprensibile con molta difficoltà	S3 = Segnale debole	T3 = Ronzio CA molto forte, poca musicalità	M3 = Modulazione difettosa per modulazione di frequenza della portante
R4 = Discretamente comprensibile	S4 = Segnale udibile	T4 = Ronzio CA, poca musicalità	M4 = Modulazione difettosa per sovramodulazione
R5 = Perfettamente comprensibile	S5 = Segnale discretam. buono	T5 = Nota musicale	M5 = Modulazione buona non superiore al 100 per cento
	S6 = Segnale buono	T6 = Nota musicale con traccia di fischio	
	S7 = Segnale discretamente forte	T7 = Leggera traccia CA su portante continua	
	S8 = Segnale forte	T8 = Buona portante continua con leggerissima traccia CA	
	S9 = Segnale fortissimo	T9 = Pura nota di portante continua	

NOTA

Il codice è usato sia per grafia che per fonia. Per la prima si usa il codice RST, per la seconda il codice RSM.

NOTA

Il codice M ha carattere qualitativo a differenza del codice RST che ha carattere quantitativo. Infatti i numeri indicano il tipo e non l'intensità del difetto di modulazione.

FREQUENZE ASSEGNATE AGLI OM E AI VARI SERVIZI
(Tabella completa solo per quel che riguarda gli OM italiani e statunitensi)

Frequenza kHz MHz	ITALIA	EUROPA	STATI UNITI
1800–2000	. . . .	. . . .	OM (A1, A3) in alcuni stati
2500	. . . .	. . . .	Segnali campioni
3500–4000	. . . .	. . . .	OM (A1)
3500–3800	. . . .	OM e servizio fisso e mobile	OM (F1)
3613–3627	OM (A1, A3, NFM) e servizio fisso e mobile OM		
3647–3667	(1) e serviz. fisso e mobile		
3800–4000	. . . .	. . . .	OM (A3, NFM)
5000	. . . .	. . . .	Segnali campione
7000–7300	. . . .	. . . .	OM (A1)
7000–7200	. . . .	. . . .	OM (F1)
7200–7300	. . . .	. . . .	OM (A3, NFM)
7000–7150	OM (A1)		
7050–7100	OM (A3, NFM)		
7100–7150	OM (A3, NFM) e radiodiffusione		
7210	. . . .	Applicazioni industriali	
10000	. . . .	. . . .	Segnali campione
13560	. . . .	Radio comando e applicazioni industriali	
14000–14350	OM (A1)	. . . .	OM (A1)
14000–14200	. . . .	. . . .	OM (F1)
14200–14350	. . . .	. . . .	OM (A3, NFM)
14125–14350	OM (A3, NFM)		
14250–14350	. . . .	URSS OM e servizio fisso	
14300–14350	. . . .	. . . .	OM (F1)
15000	. . . .	. . . .	Segnali campione
20000	. . . .	. . . .	Segnali campione
21000–21450	OM (A1)	. . . .	OM (A1)
21000–21250	. . . .	. . . .	OM (F1)
21000–21250	. . . .	. . . .	OM (F1)
21150–21450	OM (A3, NFM)		
21250–21450	. . . .	. . . .	OM (A3, NFM)
25000	. . . .	. . . .	Segnali campione
26960–27230	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, FM)
27120	. . . .	Radiocomando	
28000–29700	OM (A1)	. . . .	OM (A1)
28500–29700	. . . .	. . . .	OM (A3, NFM)
28200–29700	OM (A3, NFM)		
29000–29700	. . . .	. . . .	OM (FM)
30–32	Radiotelefoni privati		
32–41	Radiofari aeronautica		
40–68	. . . .	TV	
40,680	. . . .	Appl. industriali	
44–50	. . . .	. . . .	TV
50–54	. . . .	. . . .	OM (A1, A2, A3, A4, NFM)
52,5–54	. . . .	. . . .	OM (FM)
54–72	. . . .	. . . .	TV
61–68	TV		

Frequenza kHz MHz	ITALIA	EUROPA	STATI UNITI
72–72,8	. . . .	Francia: OM e radiocom.	
75	. . . .	. . . .	Radiofari aereonautica
76–88	. . . .	. . . .	TV
81–88	TV		
84	. . . .	. . . .	Radiocomando missili
88–100	Diffusione FM		
88–100	. . . .	. . . .	Diffusione FM
108–118	. . . .	. . . .	Radiofari aereonautica
118–123	Aerei - torre di controllo		
143	. . . .	Marina milit. inglese	
144–146	OM (A1, A2, A3, FM)		
144–148	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, FM)
150	. . . .	Marina mercantile	
156–174	Ponti radio privati		
174–176	TV	. . . .	TV
174–223	. . . .	TV	
220–225	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, FM)
260–380	. . . .	. . . .	TV da missili radioguidati
329–335	. . . .	. . . .	Radiofari aereonautica
420–450	OM (A1, A2, A3, FM) e radionavigazione	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM) con p. massima 50 W antenna
460–470	Pontiradio privati		
465	. . . .	Radiocomando	
585–685	Pontiradio privati		
1215–1300	OM (A1, A2, A3, FM)	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM)
1300–1600	Pontiradio privati		
1700–2300	Pontiradio privati		
2300–2450	OM (A1, A2, A3, FM)	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM)
2450–2700	Pontiradio privati		
3070	. . . .	. . . .	Radar
3300–3500	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4 A5, FM, P)
3300–3600	OM (A1, A2, A3, FM e servizio fisso e mob. e radionavigazione)		
3300–4200	Pontiradio privati		
3650–3850	OM (A1, A2, A3, FM)		
5650–5850	OM (A1, A2, A3, FM)		
5850–5925	OM (A1, A2, A3, FM) e servizio fisso e mobile		
5650–5925	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM, P)
19375	. . . .	. . . .	Radar
10000–10500	OM (A1, A2, A3, FM)	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM, P)
21000–22000	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM, P)
30000 e oltre	. . . .	. . . .	OM (A0, A1, A2, A3, A4, A5, FM, P)

CITIZEN'S BAND

Assegnazione canali della gamma 27 MHz

Canale	Riservato a:	Trasmissione
1	MARE	26965
2	MARE	26975
3	MARE-INDUSTRIA	26985
3 a	TELECOMANDI	26995
4	CB	27005
5	CB	27015
6	CB	27025
7	CB	27035
7 a	TELECOMANDI	27045
8	CB	27055
9	CB	27065
10	CB	27075
11	CB	27085
11 a	TELECOMANDI	27095
12	CB	27105
13	CB	27115
13 a		27120
14	CB	27125
15	CB	27135
15 a	TELECOMANDI	27145
16	SOCCORSO STRADALE	27155
17	RICERCA PERSONE	27165
18	INDUSTRIA	27175
19	SOCCORSO STRADALE	27185
19 a	TELECOMANDI	27195
20	SPORT	27205
21	SPORT	27215
22	TELECOMANDI	27225
22 a	RICERCA PERSONE	27235
22 b	SANITARI	27245
23	TELECOMANDI	27255
24/S	SANITARIE	27265
25/S	RICERCA PERSONE	27275
26/S		
27/S		
28/S		

ALFABETO FONETICO

A Alfa
B Bravo
C Charlie
D Delta
E Echo
F Foxtrot
G Golf
H Hotel
I India
J Juliett
K Kilo
L Lima
M Mike
N November
O Oscar
P Papa
Q Quebec
R Romeo
S Sierra
T Tango
U Uniform
V Victor
W Whisky
X X-Ray
Y Yankee
Z Zulu

DECRETO MINISTERIALE 23 aprile 1974.

Utilizzazione degli apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di debole potenza di tipo portatile per gli scopi di cui all'art. 334 del codice postale.

IL MINISTRO PER LE POSTE E LE TELECOMUNICAZIONI

Visto l'art. 334 del testo unico delle disposizioni legislative in materia postale, di bancoposta e di telecomunicazioni, approvato con decreto del Presidente della Repubblica, 29 marzo 1973, n. 156, che nel prosieguo del presente decreto sarà più brevemente denominato « Codice P.T. »;

Visto il regolamento delle radiocomunicazioni di Ginevra (Unione internazionale delle telecomunicazioni - 1968) con il quale viene stabilita, nell'art. 5, sezione IV, la ripartizione delle frequenze in ambito mondiale;

Riconosciuta l'opportunità di riservare sull'intero territorio della Repubblica determinate frequenze o bande di frequenza all'uso di apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di debole potenza, di tipo portatile, per gli scopi di cui ai numeri 1), 2), 3), 4), 5), 6), 7) e 8) dell'art. 334 del codice P.T. e di stabilire le relative prescrizioni tecniche;

Considerato che da tempo, ancora prima dell'entrata in vigore del codice P.T., sono stati immessi in commercio o sono in possesso di privati apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di debole potenza, di tipo portatile, non rispondenti alle caratteristiche previste nelle raccomandazioni emanate, in sede europea, dalla Conferenza europea delle poste e delle telecomunicazioni, cui il presente decreto intende uniformarsi;

Ritenuto peraltro opportuno consentire, in via temporanea, per quanto si riferisce agli scopi di cui ai numeri 5) e 8) dell'art. 334, l'uso di apparecchi non conformi alle prescrizioni stabilite in via permanente dal presente decreto, fermo restando tuttavia, senza alcuna eccezione, l'obbligo di osservare le prescrizioni concernenti le frequenze utilizzabili;

Sentito il Consiglio superiore tecnico delle telecomunicazioni;

DECRETA

Art. 1.

Le frequenze e le bande riservate agli apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di debole potenza, di tipo portatile, e le relative prescrizioni tecniche sono quelle indicate nella unita tabella, che costituisce parte integrante del presente decreto.

Le concessioni inerenti agli apparecchi di cui al comma precedente non comportano l'esclusività nell'uso delle frequenze riservate, nè diritto a protezioni da eventuali disturbi o interferenze causati da altri apparecchi autorizzati.

Art. 2.

Gli apparecchi di cui all'articolo precedente debbono essere di tipo omologato dall'amministrazione. Ai fini dell'attestazione della avvenuta omologazione, l'atto di concessione indicherà gli scopi dell'uso dell'apparecchio e gli estremi dell'omologazione. Tali estremi tengono luogo del contrassegno previsto dall'art. 334, secondo comma, lettera c), del codice P.T. e l'utilizzazione degli apparecchi non potrà essere disgiunta dal possesso della prescritta concessione da parte del titolare.

Art. 3.

Per non oltre tre anni solari successivi a quello in corso alla data di entrata in vigore del presente decreto, gli apparecchi di cui all'art. 334, numeri 5) e 8) del codice P.T. possono essere utilizzati, in deroga alle disposizioni di cui ai precedenti articoli 1 e 2, purché siano osservate le seguenti condizioni:

a) che in relazione a ciascuno degli scopi indicati nei numeri 5) e 8) dell'art. 334, siano rispettate le prescrizioni relative alle frequenze previste nell'annessa tabella;

b) che la potenza in uscita dal trasmittente, in assenza di modulazione, *non superi i 5 watt*;

c) che gli interessati presentino alla direzione compartimentale delle poste e delle telecomunicazioni, competente per territorio, entro il 30 settembre 1974 la prescritta domanda di concessione corredata dell'attestazione dell'avvenuto versamento del canone.

Art. 4.

L'utilizzazione degli apparecchi per gli scopi di cui all'art. 334 del codice P.T. resta in ogni caso subordinata alle esigenze dei pubblici servizi di telecomunicazione.

Il presente decreto sarà pubblicato nella *Gazzetta Ufficiale* della Repubblica italiana.

Roma, addì 23 aprile 1974

Il Ministro: TOGNI

Frequenze e prescrizioni tecniche relative all'uso degli apparecchi radioelettrici di debole potenza, di tipo portatile, per gli scopi di cui all'art. 334 del codice P.T.

A) *Banda di frequenza*: da 26,960 a 27,280 MHz.

B) *Frequenze*, specificamente indicate per ciascuno degli scopi previsti ai sottoindicati punti di cui all'art. 334 del codice P.T.:

punto 1) in ausilio agli addetti alla sicurezza ed al soccorso sulle strade, alla

vigilanza del traffico, anche dei trasporti a fune, delle foreste, della disciplina della caccia, della pesca e della sicurezza notturna:

27,155 MHz;
27,185 MHz;

punto 2) in ausilio a servizi di imprese industriali, commerciali, artigiane ed agricole:

26,985 MHz;
27,175 MHz;

punto 3) per collegamenti riguardanti la sicurezza della vita umana in mare, o comunque di emergenza, fra piccole imbarcazioni e stazioni di base collocate esclusivamente presso sedi di organizzazioni nautiche nonché per collegamenti di servizio fra diversi punti di una stessa nave:

26,965 MHz;
26,975 MHz;
26,985 MHz;

punto 4) in ausilio ad attività sportive ed agonistiche:

27,205 MHz;
27,215 MHz;

punto 5) per telecomandi dilettantistici:

26,995 MHz;
27,045 MHz;
27,095 MHz;
27,145 MHz;
27,195 MHz;
27,225 MHz;
27,255 MHz;

punto 6) per ricerca persone con segnali acustici:

27,165 MHz;
27,235 MHz;
27,275 MHz;

punto 7) in ausilio delle attività professionali sanitarie ed alle attività direttamente ad esse collegate:

27,245 MHz;
27,265 MHz;

punto 8) per comunicazioni a breve distanza di tipo diverso da quelle di cui ai precedenti numeri da 1 a 7;

27,005 MHz	27,005 MHz	27,105 MHz;
27,015 MHz	27,065 MHz	27,115 MHz;
27,025 MHz	27,075 MHz	27,125 MHz;
27,035 MHz	27,085 MHz	27,135 MHz.

C) *Spaziatura tra canali*: 10 kHz.

D) *Potenza massima autorizzata*:

— relativamente ad apparecchi utilizzati per gli scopi di cui ai numeri 1), 2), 3), 4), 6) e 7): 5 watt di potenza di uscita del trasmettitore, in assenza di modulatore;

— relativamente ad apparecchi utilizzati per gli scopi di cui ai numeri 5) e 8): 0,5 watt di potenza di uscita del trasmettitore, in assenza di modulazione.

E) *Larghezza massima della banda occupata*: 6 kHz.

F) *Tolleranza di frequenza del trasmettitore*: ±1,5 kHz.

G) *Potenza delle emissioni non essenziali irradiata dal trasmettitore:*
nelle bande da:

41 a 68 MHz;	162 a 230 MHz;
87,5 a 104 MHz;	470 a 862 MHz;

non superiore a 4 nW;

nelle altre bande:
non superiore a 0,25 μW.

H) *Potenza delle irradiazioni parassite del ricevitore*, compresa l'antenna:
non superiore a 2 nW.

I) *Antenne:* in ogni caso, non è ammessa l'utilizzazione di antenne direttive.
Relativamente agli apparecchi utilizzati per gli scopi di cui al n. 8) dell'art. 334 del codice P.T., non è ammesso l'uso di antenne di lunghezza superiore a 3 m.

Il Ministro per le Poste e le Telecomunicazioni
TOGNI

Circolare esplicativa per la concessione dell'uso di *radiotelefoni di piccola potenza.*

Oggetto: *Utilizzazione degli apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di debole potenza di tipo portatile per gli scopi di cui all'art. 334 del Codice P.T. approvato con D.P.R. 29 marzo 1973, n. 156.*

PREMESSA

Come è noto l'art. 334 del Codice P.T. approvato con D.P.R. 29 marzo 1973, n. 156 prevede che con Decreto Ministeriale vengano riservate determinate frequenze o bande di frequenza all'uso di apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di tipo portatile omologati dall'Amministrazione relativamente agli scopi specificatamente indicati nei nn. da 1) a 8) dell'articolo stesso e vengano stabilite le prescrizioni tecniche alle quali gli apparecchi da impiegare debbono corrispondere, i

limiti massimi di potenza ed i segni distintivi atti a far rilevare per ogni apparecchio l'avvenuta omologazione da parte dell'Amministrazione.

In ossequio a tale disposizione si è provveduto ad emanare il D.M. in corso di pubblicazione sulla Gazzetta Ufficiale il cui testo è integralmente riprodotto sull'allegato. In attesa che ai sensi dell'art. 2 del D.P.R. 29 marzo 1973, n. 156 sia emanato il Regolamento di esecuzione al Codice P.T., si è ravvisata l'opportunità, per assicurare l'uniforme applicazione della legge e del Decreto Ministeriale sopra richiamati, di disciplinare la materia con le seguenti disposizioni di carattere interno, redatte in base ai principi desumibili dalle norme suddette.

DOMANDA DI CONCESSIONE.

Le domande di concessione dell'uso di apparecchi radioelettrici ricetrasmittenti di debole potenza di tipo portatile per gli usi e gli scopi previsti dall'art. 334, redatte su carta legale, devono essere presentate alla Direzione Compartimentale P.T. nella cui circoscrizione il richiedente ha la propria residenza.

Nella domanda di concessione il richiedente deve dichiarare:

— il tipo di apparecchio o degli apparecchi che intende utilizzare, gli estremi dell'avvenuta omologazione da parte dell'Amministrazione per il tipo stesso;

— per quali degli scopi indicati dall'art. 334 richiede la concessione;

— di essere in possesso della cittadinanza italiana o di quella di uno degli Stati membri della CEE, i cui cittadini sono ammessi ad esercitare in Italia, anche per una singola prestazione, attività professionali od economiche per lo svolgimento delle quali è consentito, a condizione di reciprocità, l'uso di apparecchi ricetrasmittenti di debole potenza.

La pratica di concessione è istruita dal Circolo delle Costruzioni T.T., il quale dovrà accertare che l'apparecchio sia compreso fra i tipi omologati dall'Amministrazione nell'atto di concessione emesso dal Direttore Compartimentale.

PRESCRIZIONI - LIMITI DI UTILIZZAZIONE.

Secondo quanto disposto nel richiamato art. 334, gli apparecchi devono essere di tipo portatile e pertanto è fatto divieto di installare gli stessi in sede fissa, fatta eccezione per quelli utilizzati come stazione di base il cui esercizio può essere consentito nell'atto di concessione soltanto ad Enti.

Gli apparecchi stessi possono essere utilizzati su mezzi mobili, terrestri e marittimi esclusi, conformemente alle direttive adottate in campo internazionale (C.E. P.T.), i mezzi aerei, purché conservino inalterate le proprietà di funzionamento allorquando vengano rimossi dai mezzi stessi.

Le antenne non possono essere di tipo direttivo e debbono essere direttamente collegate all'uscita del trasmettitore senza interposizione di altri dispositivi o apparecchiature.

Per l'utilizzazione degli apparecchi di cui trattasi, possono essere impiegate esclusivamente le frequenze indicate in relazione ai relativi scopi dalla tabella annessa al Decreto sopra indicato. A tale scopo gli apparecchi possono essere prediposti in modo da consentire l'utilizzazione totale o parziale delle predette frequenze, senza diritto ad esclusività dell'uso delle stesse ed a protezione da eventuali disturbi e interferenze causati da altri apparecchi.

Limitatamente agli scopi di cui al n. 8 dell'art. 334 gli apparecchi possono essere utilizzati per eventuali comunicazioni a breve distanza con assoluta esclusione di chiamata selettiva. È fatto pure divieto di adottare congegni e sistemi atti a rendere non intercettabili da terzi le conversazioni scambiate, di effettuare comunicazioni internazionali, di trasmettere programmi e comunicati diretti alla generalità degli ascoltatori.

Sempre per gli scopi di cui al citato n. 8 dell'art. 334 è consentito l'impiego di antenne esterne, comunque non di tipo direttivo, sulla porzione di immobile appartenente al concessionario od in suo legale godimento, purché la relativa lunghezza non sia superiore a 3 m.

CANONE DI CONCESSIONE.

In pendenza dell'emanazione del Regolamento di esecuzione del Codice P.T., il canone annuo di concessione dovuto per ciascun apparecchio utilizzato per gli scopi di cui al n. 8 dell'art. 334 resta fissato, a norma dell'art. 409 del Codice medesimo, in L. 15.000. Tale canone è dovuto per anno solare e non è frazionabile.

Per ciascuno degli apparecchi utilizzati per gli altri scopi di cui all'art. 334, i relativi canoni annui restano fissati in attesa dell'emanazione del Regolamento di esecuzione al Codice P.T. nelle misure in atto stabilite, che saranno comunicate agli organi compartimentali con successiva corrispondenza a cura della Direzione Centrale per i Servizi Telegrafici e Radioelettrici.

DURATA DELLA CONCESSIONE.

La concessione è accordata per un periodo di tre anni solari oltre a quello in atto alla data del rilascio della concessione medesima.

TERMINE DEL PAGAMENTO DEL CANONE.

Per gli apparecchi utilizzati per gli scopi di cui al n. 8 dell'art. 334, il versamento della prima annualità di canone deve essere effettuato contestualmente alla domanda di concessione. A tal fine il richiedente dovrà allegare alla domanda stessa l'attestazione dell'avvenuto versamento del canone.

Per gli apparecchi utilizzati per gli altri scopi di cui allo stesso art. 334, il versamento del canone deve essere effettuato, su richiesta del Circolo di Costruzioni T.T. competente, in base agli elementi risultanti dalla domanda di concessione. Per gli

anni successivi a quello in corso alla data del rilascio della concessione, il canone, quale che sia lo scopo fra quelli indicati dall'art. 334, per il quale l'apparecchio viene utilizzato, deve essere versato anticipatamente o comunque non oltre il 31 gennaio di ciascun anno.

RINNOVO DELLA CONCESSIONE.

Chi intende ottenere il rinnovo della concessione deve presentare con anticipo di almeno due mesi, dalla scadenza di quella in corso, una nuova domanda corredata dall'attestazione dell'avvenuto pagamento del canone di concessione dovuto. Qualora il concessionario intende rinunciare alla concessione deve darne comunicazione al competente Circolo di Costruzioni T.T. non oltre tre mesi prima della fine dell'anno.

MODALITA' DI VERSAMENTO DEL CANONE.

Il versamento del canone di concessione deve essere effettuato sull'apposito c.c.p. intestato alla Direzione Compartimentale P.T. - Canoni, per l'uso di apparecchi radioelettrici di debole potenza — con la specificazione nella causale dello scopo fra quelli numerati dall'art. 334, dei quali l'utilizzazione dell'apparecchio è richiesta nonché del tipo dell'apparecchio stesso.

CONTRASSEGNO.

L'atto di concessione dichiara tra l'altro gli estremi di omologazione accordata dall'Amministrazione per il tipo di apparecchio di cui viene assentito l'uso. Detti estremi tengono luogo del contrassegno previsto dall'art. 334 secondo comma lettera C del Codice P.T.

SANZIONI.

Si ritiene opportuno rammentare che, in caso di utilizzazione degli apparecchi senza la prescritta concessione si applicano le sanzioni di cui all'art. 19 del Codice P.T. e che nei confronti del concessionario che contravviene agli obblighi della concessione stessa, utilizzando l'apparecchio radioelettrico di debole potenza per finalità e con modalità diverse da quelle stabilite dalle disposizioni in vigore, si applicano le sanzioni previste dall'art. 218 del Codice stesso.

DISCIPLINA TRANSITORIA.

Limitatamente agli apparecchi utilizzati per gli scopi di cui ai nn. 5 e 8 dell'art. 334 è consentita fino al 31 dicembre 1977, in ottemperanza a quanto disposto dall'art. 3 dell'allegato Decreto, l'utilizzazione degli apparecchi stessi anche se

non corrispondenti alle prescrizioni stabilite con il detto Decreto, purché siano osservate le seguenti condizioni:

— che siano rispettate le prescrizioni relative alle frequenze previste nella tabella annessa all'allegato Decreto sotto la lettera *B*, punti 5 e 8;

— che la potenza di uscita del trasmettitore, in assenza di modulazione, non superi i 5 watt;

— che chi già utilizza apparecchi a norma dell'art. 409 del Codice P.T. per gli scopi di cui al n. 8 dell'art. 334 o è titolare di concessione avente ad oggetto l'uso di apparecchi per gli scopi di cui al n. 5 dello stesso art. 334, presenti domanda di concessione alla Direzione Compartimentale competente per territorio, secondo le modalità previste nella presente circolare, con allegata la attestazione del versamento del canone dovuto.

TAVOLE

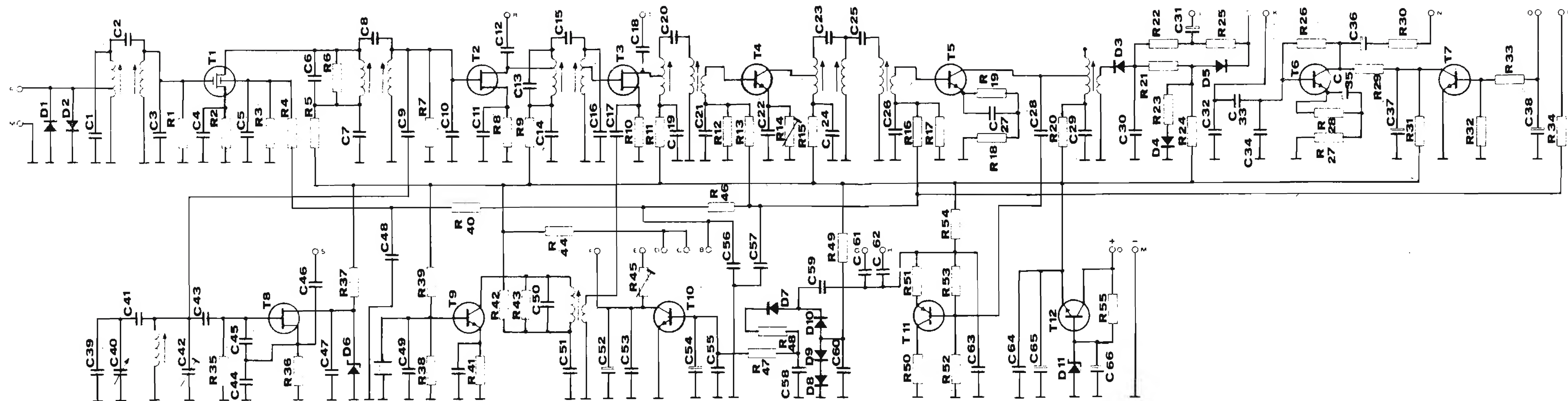


TAVOLA I. - Schema elettrico del ricevitore in modulo premontato (ELT Elettronica mod. K7).

R1 = 47 kΩ	R15 = 560 Ω	R29 = 4,7 kΩ	R43 = 100 kΩ	C1 = 10 pF	C23 = 2 pF	C41 = 56 pF	C66 = 5 μF	D1 = Sil.
R2 = 220 Ω	R16 = 22 kΩ	R30 = 2,2 kΩ	R44 = 3,3 kΩ	C2 = 1 pF	C25 = 2 pF	C42 = comp.		D2 = Sil.
R3 = 8,2 kΩ	R17 = 8,2 kΩ	R31 = 4,7 kΩ	R45 = 470 Ωtr.	C3 = 3 pF	C28 = 100 pF	C43 = 56 pF	T1 = 3N202	D3 = Ger.
R4 = 6,8 kΩ	R18 = 33 Ω	R32 = 12 kΩ	R46 = 3,3 kΩ	C6 = 3 pF	C30 = 20 nF	C44 = 56 pF	T2 = BF244	D4 = Ger.
R5 = 560 Ω	R19 = 470 Ω	R33 = 4,7 kΩ	R47 = 12 kΩ	C8 = 1 pF	C31 = 10 μF	C45 = 56 pF	T3 = BF244	D5 = Ger.
R6 = 8,2 kΩ	R20 = 560 Ω	R34 = 4,7 kΩ	R48 = 2,2 kΩ	C9 = 1 pF	C32 = 10 nF	C46 = 1,5 pF	T4 = BF173	D6 = 6,8 V zener
R7 = 8,2 kΩ	R21 = 33 kΩ	R35 = 47 kΩ	R49 = 33 kΩ	C10 = 3 pF	C33 = 100 nF	C49 = 15 pF	T5 = BF173	D7 = Ger.
R8 = 3,3 kΩ	R22 = 4,7 kΩ	R36 = 1,5 kΩ	R50 = 100 Ω	C12 = 2 pF	C34 = 1 nF	C50 = 220 pF	T6 = BC183	D8 = Ger.
R9 = 560 Ω	R23 = 8,2 kΩ	R37 = 330 Ω	R51 = 2,2 kΩ	C13 = 220 pF	C35 = 5 μF	C52 = 22 μF	T7 = BC183	D9 = Ger.
R10 = 3,3 kΩ	R24 = 82 kΩ	R38 = 2,2 kΩ	R52 = 100 kΩ	C15 = 1 pF	C36 = 1 μF	C54 = 5 μF	T8 = BF244	D10 = Ger.
R11 = 560 Ω	R25 = 12 kΩ	R39 = 12 kΩ	R53 = 100 kΩ	C16 = 220 pF	C37 = 1 μF	C59 = 10 nF	T9 = 2N914	D11 = 4,3 V zener
R12 = 8,2 kΩ	R26 = 1 MΩ	R40 = 3,3 kΩ	R54 = 100 Ω	C17 = 10 nF	C38 = 5 μF	C61 = 100 pF	T10 = BC183	
R13 = 22 kΩ	R27 = 33 Ω	R41 = 470 Ω	R55 = 100 Ω	C18 = 2 pF	C39 = 1,5 pF	C62 = 100 pF	T11 = BC214	
R14 = 1 kΩ tr.	R28 = 820 Ω	R42 = 330 Ω		C20 = 2 pF	C40 = C.V.	C65 = 5 μF	T12 = BC183	

I condensatori C4, C5, C7, C11, C14, C19, C21, C22, C24, C26, C27, C29, C47, C48, C51, C53, C55, C56, C57, C58, C60, C63, C64, sono « by pass » da 50 nF.

Wellenbereiche / WAVE BANDS
GAMMES D'ONDES / GAMME D'ONDA

LW, GO, OL	145	420 kHz
MW, PO, OM	510	1620 kHz
K1, SW1, OC1	1,6	3,5 MHz
K2, SW2, OC2	3,3	5,2 MHz
UKW, FM	87,5	108 MHz

K3 - K10		Bereich/RANGE GAMME/CAMPO	Band/BAND BANDE/BANDA
K3	49 m	5 ... 6,65 MHz	5,91 ... 6,29 MHz
K4	41 m	6,6 ... 8,4 MHz	6,99 ... 7,32 MHz
K5	31 m	8,2 ... 10,55 MHz	9,4 ... 9,9 MHz
K6	25 m	10,5 ... 13,7 MHz	11,6 ... 12,1 MHz
K7	19 m	12,9 ... 16,3 MHz	15 ... 15,7 MHz
K8	16 m	15,8 ... 19,8 MHz	17,4 ... 18,1 MHz
K9	13 m	18,75 ... 23,5 MHz	20,9 ... 21,9 MHz
K10	11 m	23,4 ... 30 MHz	25,4 ... 25,5 MHz

1. ZF - AM 2 MHz
2. ZF - AM 460 kHz (452 kHz Benelux)

ZF - FM 10,7 MHz

GRUNDIG

Satellit 2000

(15015-906.01)

TAVOLA II. - Schema elettrico del Satellit 2000.

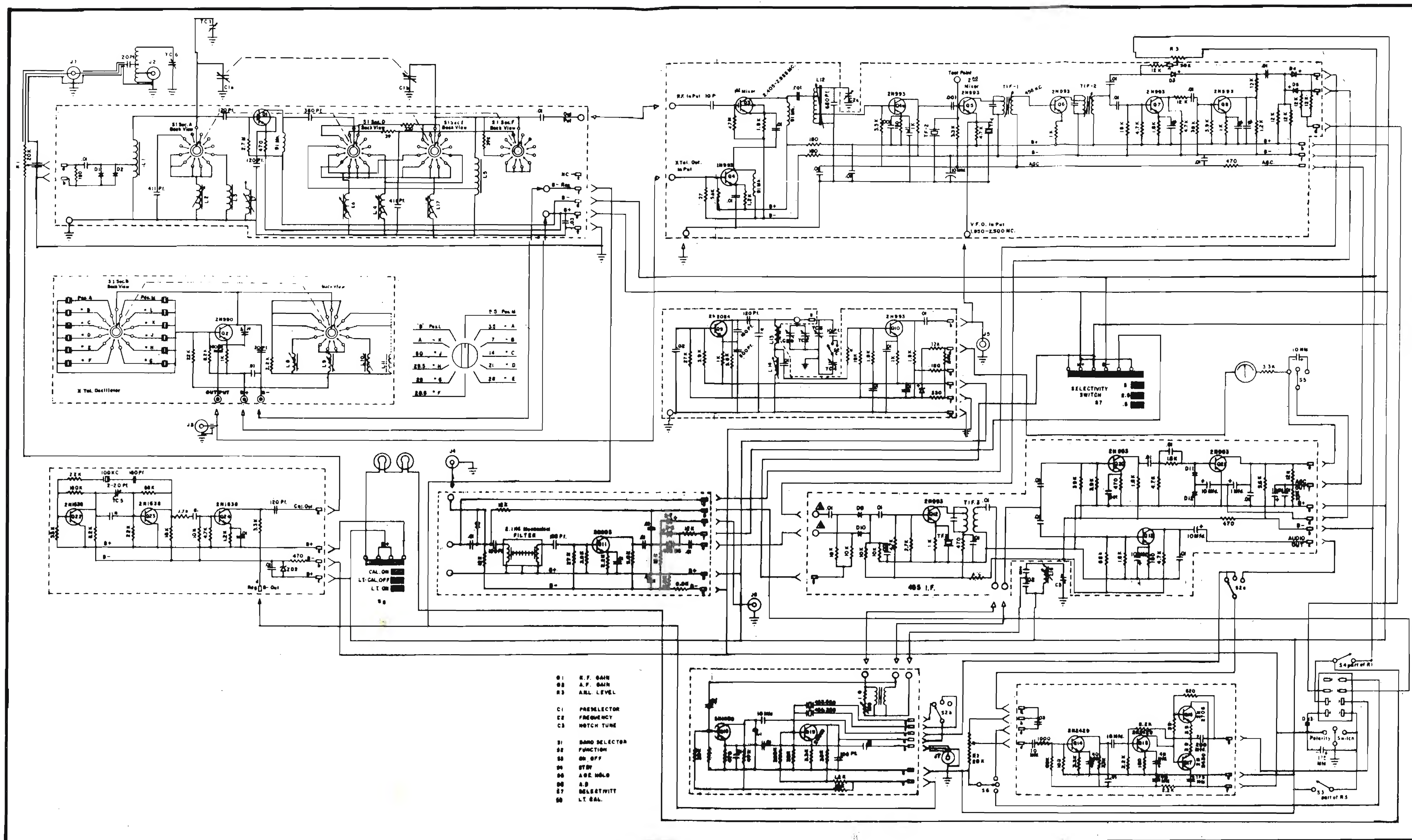


TAVOLA III. - Schema elettrico del ricevitore per OC DAVCO DR-30.

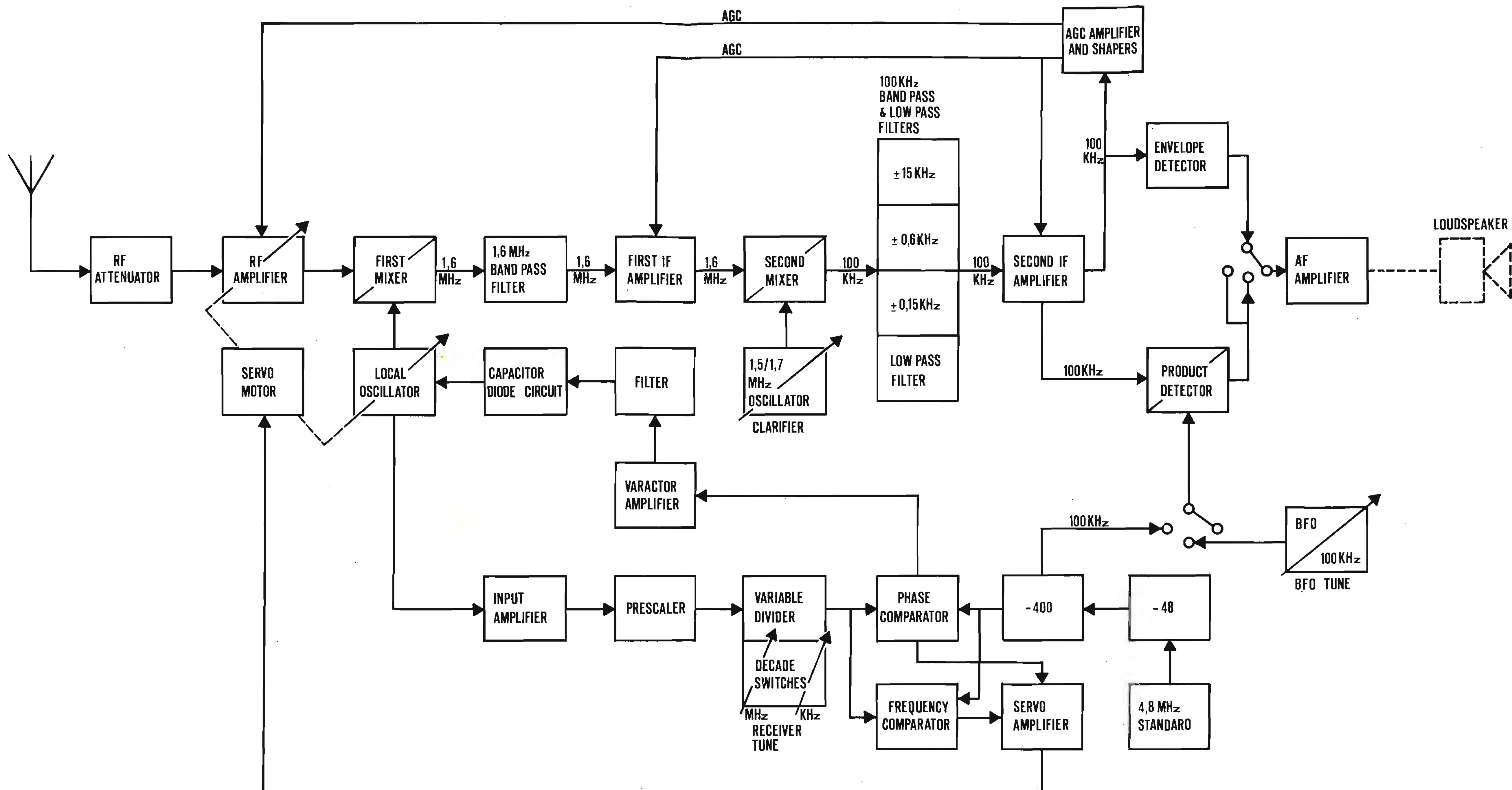


TAVOLA IV. - Schema a blocchi del ricevitore-sintetizzatore GEC ELEC. RC/410/R.


TAVOLA V. - Schema elettrico del ricevitore HRO-500.

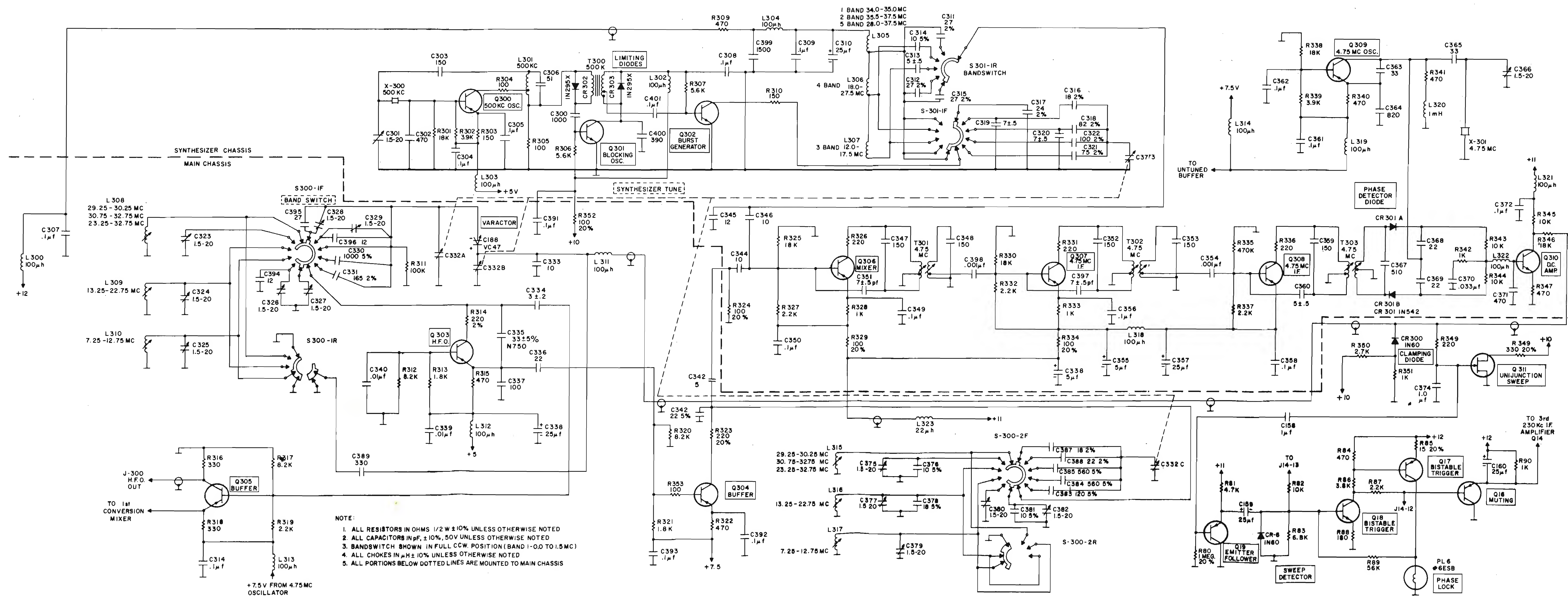


TAVOLA VI. - Schema elettrico del sintetizzatore dell'HR0-500.


TAVOLA VII. - Schema elettrico del ricevitore Collins 51S.

Dello stesso autore

Schemario degli apparecchi radio – (Prima raccolta di schemi). Comprende gli schemi di apparecchi di produzione commerciale costruiti in Italia nel periodo prebellico. La raccolta comprende 620 schemi completi relativi ad 857 modelli con numerose note di servizio, ad uso dei radiotecnici riparatori. 6ª edizione. In-16, di pagine XVI-624, con 620 figure, 24 indici, 34 tavole fuori testo. Copertina a colori plastificata . . . . L. **2000**

Schemi di apparecchi radio:

Volume I: Raccolta di schemi di apparecchi radio di produzione commerciale, costruiti in Italia dal 1945 al 1950, con numerose note di servizio, ad uso dei radiotecnici riparatori. 3ª edizione riveduta. In-8, di pagine XVI-536, con 557 figure, delle quali 489 schemi di apparecchi radio completi di valori e 30 note di servizio. Copertina a colori plastificata . . . . (esaurito)

Volume II: Raccolta di schemi di apparecchi radio di produzione commerciale, costruiti o importati in Italia, nel periodo 1950-1955. In-8, di pagine VIII-368, con 400 figure, di cui 320 schemi di apparecchi radio e 30 note di servizio. Copertina a colori plastificata . . . . (esaurito)

Volume III: Raccolta di schemi di apparecchi radio di produzione commerciale, costruiti o importati in Italia, nel periodo 1955-1965. 2ª edizione ampliata. In-8, di pagine VIII, con 480 schemi di apparecchi radio a valvola ed a transistor con note di servizio in 214 tavole fuori testo. Copertina a colori plastificata . . . . L. **10000**

ENCICLOPEDIA HOEPLI

in 14 volumi completa e aggiornata

l'enciclopedia panoramica dell'era spaziale

In-4 (22 × 28 cm) di pagine LXIV-7020 contenenti 72910 voci, 88140 accezioni, 10340 disegni originali al tratto, 1202 riproduzioni di capolavori d'arte in 145 tavole fuori testo in rotocalcografia e 856 soggetti e disegni a colori in 76 tavole fuori testo. L'opera completa e aggiornata, rilegata in tutto skivertex, titoli e fregi in oro fino . . . . L. **250000**

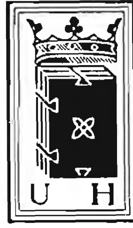
Oltre 900 collaboratori hanno lavorato per centinaia di migliaia di ore alla realizzazione di questa moderna rassegna del sapere universale, che risponde ai perché rapidamente, sinteticamente ed esattamente, chiarisce i dubbi, rivela i particolari, elimina le incertezze. Dieci milioni di parole, oltre 10000 illustrazioni: uno strumento indispensabile allo studioso, al professionista, al lavoratore, alla donna, allo studente. Un vero patrimonio culturale alla portata di tutti.

Chiedere a Hoepli Editore, via Hoepli 5, 20121 Milano, il pieghevole a colori oppure, unendo L. 200 (anche in francobolli), il fascicolo di saggio contenente 20 pagine di testo e tavole illustrative (in nero e a colori) che conferisce una immediata tangibile idea di questa nuova

enciclopedia diversa da tutte le altre

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

L. 10.000



HOEPLI L'APPARECCHIO RADIO RICEVENTE E TRASMITTENTE RAVALICO